

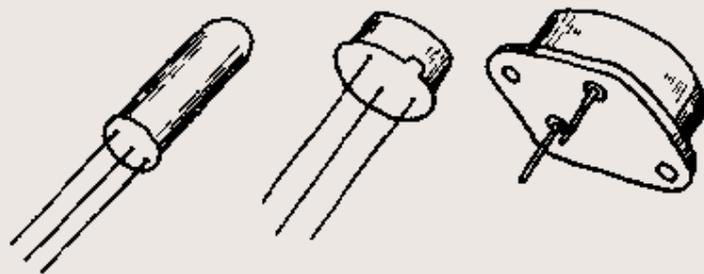
第四章

双极结型三极管及放 大电路基础

2010年3月26日

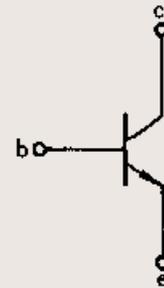
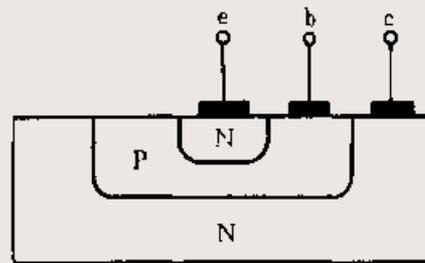
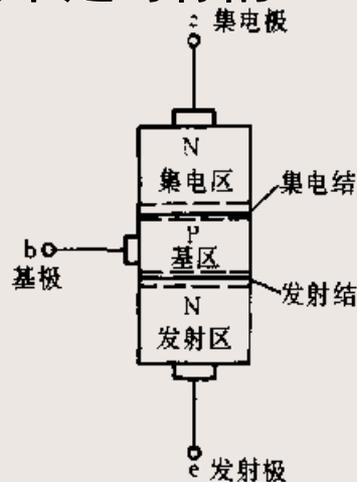
§ 4-1 双极性结型晶体管

- ❖ **BJT (Bipolar Junction Transistor)** 常称为双极性结型晶体管，简称**晶体管**或**三极管**，它的种类很多：
 1. 按照频率分：有高频管、低频管；
 2. 按照功率分：有小、中、大功率管；
 3. 按照半导体材料分：有硅管、锗管等等。
 4. 按类型分：**BJT**分成两种类型，**NPN型**和**PNP型**。



NPN型BJT结构

- ❖ NPN型BJT是由两个PN结，中间是一块很薄的P型半导体(几微米-几十微米)，两边各为一块N型半导体。
- ❖ 从三块半导体上接出一根引线作为三个电极，分别叫做：**发射极e**、**基极b**和**集电极c**，对应的每块半导体称为发射区、基区和集电区。
- ❖ 发射区比集电区掺的杂质多，集电区的面积比发射区的大，因此它们不是对称的。

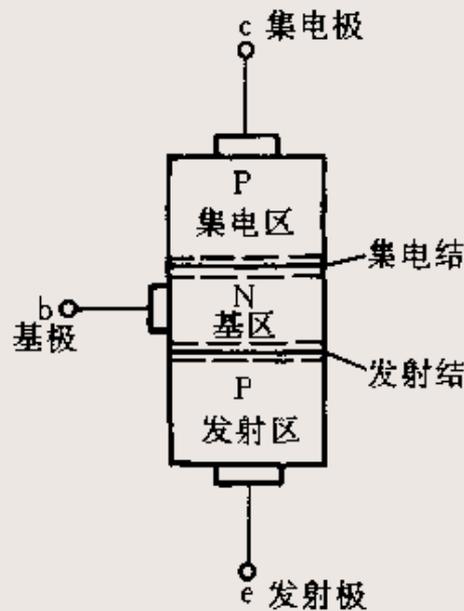


NPN型BJT结构

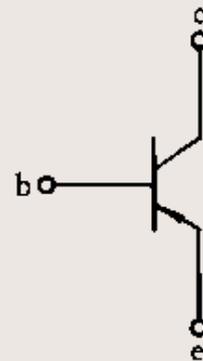
- ❖ 当两块不同类型的半导体结合在一起时，交界处就会形成PN结。BJT有两个PN结：发射区与基区交界处的PN结称为**发射结**，集电区与基区交界处的PN结称为**集电结**，两个PN结通过很薄的基区联系。
- ❖ 在N型硅片氧化膜上光刻一个窗口，进行硼杂质扩散，获得P型基区，再在P型半导体上光刻一窗口，进行高浓度的磷扩散，获得N型发射区，表面是一层二氧化硅保护层，N型衬底用作集电极。
- ❖ 大部分NPN型硅BJT都属于这种结构。

PNP型BJT结构

- ❖ PNP型BJT是由两个PN结的三层半导体制成的，不过PNP的中间是N型半导体，两边是P型半导体。
- ❖ NPN和PNP型BJT具有几乎等等的特性，只不过各电极端的电压极性和电流流向不同。



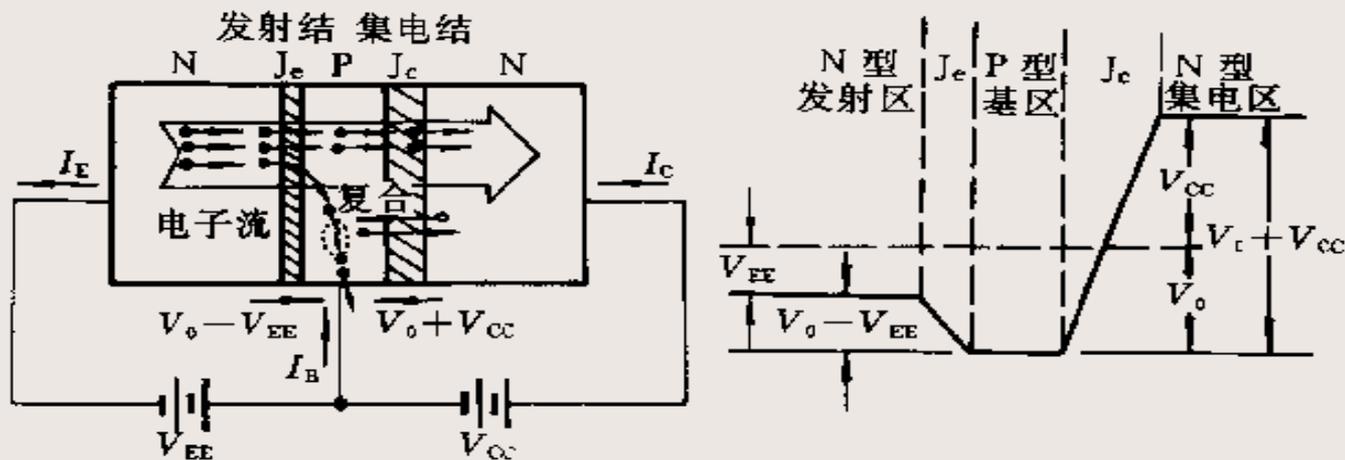
(a)



(b)

发射区向基区注入电子

- ❖ 由于发射结外加正向电压，因此发射结势垒由 V_0 减小到 $V_0 - V_{EE}$ ，发射区的多数载流子电子不断通过发射结扩散到基区，形成发射极电流 I_E ，其方向与电子流动方向相反。
- ❖ 基区空穴也扩散到发射区，但由于发射区杂质浓度比基区高得多(一般高几百倍)，与电子流相比，这部分空穴流可忽略不计。



电子在基区中的扩散与复合

- ❖ 发射区的电子注入基区后，在基区靠近发射结的边界积累起来，形成了浓度梯度，在发射结附近浓度最高，因此，电子就要向集电结的方向扩散。
- ❖ 在扩散过程中，电子会与基区中的空穴复合，同时接在基区的电源 V_{EE} 的正端则不断从基区拉走电子。电子复合的数目与电源从基区拉走的电子数目相等，使基区的空穴浓度基本维持不变。这样就形成了基极电流 I_B ，**基极电流就是电子在基区与空穴复合的电流。**
- ❖ 复合越多，到达集电结的电子越少。为了减小复合，常把基区做得很薄，并使基区掺入杂质的浓度很低，因而电子在扩散过程中实际上与空穴复合的数量很少，大部分都能到达集电结。

集电区收集扩散过来的电子

- ❖ 集电结所加的是反向电压，集电结势垒由 V_0 增加到 V_0+V_{cc} 。集电结势垒很高，使集电区的电子和基区的空穴很难通过集电结，但这个势垒对基区扩散到集电结边缘的电子却有很强的吸引力，可使电子很快地**漂移**过集电结为集电区所收集，形成集电极电流 I_C 。
- ❖ 另一方面，根据反向PN结的特性，当集电结加反向电压时，基区中少数载流子电子和集电区中少数载流子空穴在结电场作用下形成反向漂移电流，这部分电流决定于少数载流子浓度，称为**反向饱和电流** I_{CBO} ，它的数值很小，对放大没有贡献，而且受温度影响很大，容易使管子工作不稳定，所以在制造过程中要尽量设法减小 I_{CBO} 。

电流分配关系

- ❖ 发射极的总电流与发射结的电压 v_{BE} 成指数关系

$$i_E = I_{ES} \left(e^{V_{BE}/V_T} - 1 \right)$$

式中 V_T 为温度的等效电压 kT/q ， I_{ES} 为发射结的反向饱和电流，它与发射区和基区的掺杂浓度、温度等因素有关，也与发射结的面积成比例。

- ❖ 集电结收集的电子流是发射结发射的总电子流的一部分，常用一系数 α 来表示，即

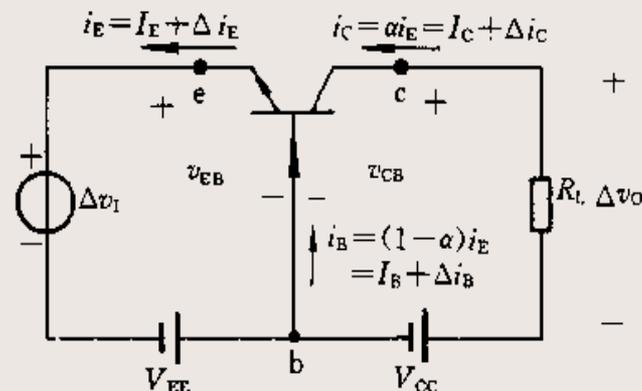
$$i_C = \alpha i_E$$

$$i_E = i_C + i_B$$

$$\frac{i_C}{i_B} = \frac{\alpha i_E}{(1 - \alpha) i_E} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$$

放大作用

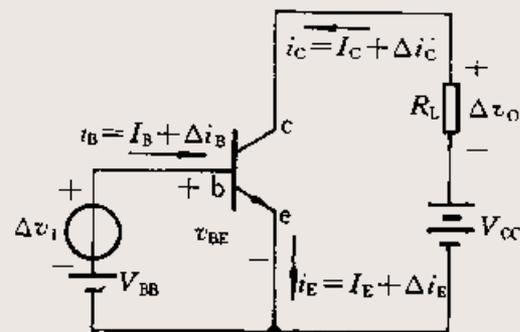
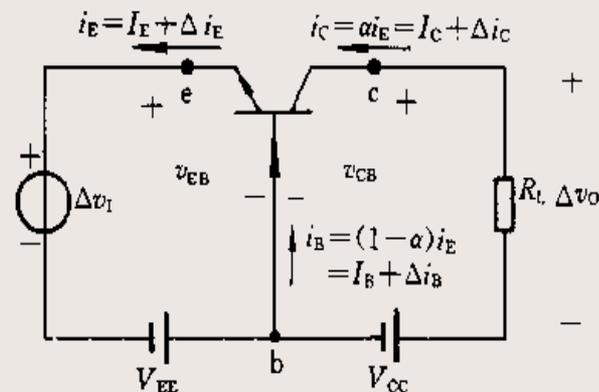
- ❖ 在发射极和基极之间的回路上加入一待放大的输入信号 Δv_I ，这样发射结的外加电压 v_{EB} 将等于 $v_{EE} + \Delta v_I$ 。
- ❖ 由于外加电压的变化，将使发射极电流 I_E 相应地变化 Δi_E ，信号电压 Δv_I 控制 I_E 。



- ❖ Δv_I 的微小变化可以引起 I_E 的变化 Δi_E ，因 $I_C = \alpha I_E$ ，又相应引起 I_C 变化 Δi_C ， Δi_C 通过接在集电极上的负载电阻 R_L 上产生一个变化的电压 Δv_o ，则从 R_L 取出来的变化电压 Δv_o 随时间的变化规律和 Δv_I 相同，但幅度却大了许多倍。所增大的倍数称为**电压增益**。

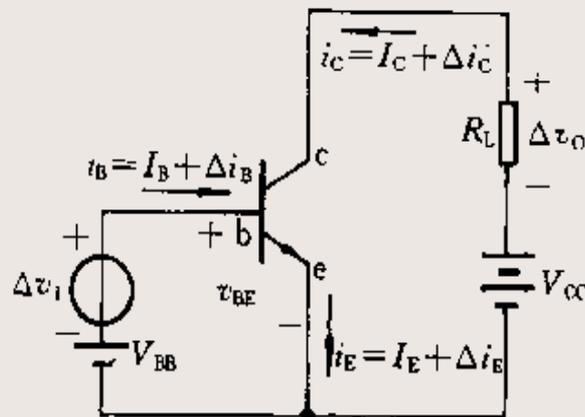
放大电路连接方式

- ❖ 利用BJT组成的放大电路，其中一个电极作为信号输入端，一个电极作为输出端，另一个电极作为输入、输出回路的共同端。
- ❖ 根据共同端的不同，有三种连接方式：**共基极**、**共发射极**和**共集电极电路**。
- ❖ 上图为共基极电路，发射极为输入端，集电极为输出端，基极为输入、输出回路的共同端。
- ❖ 下图为共发射极电路，以发射极作为共同端，以基极为输入端，集电极为输出端。



共发射极电路放大原理

- ❖ 如在基极输入端加入一个待放大的信号 Δv_I ，发射结电压 v_{BE} 就在原来 v_{BB} 的基础上叠加了一个 Δv_I ，于是发射极电流 Δi_E 将按 Δv_I 的规律变化，所以相应的 Δi_B 和 Δi_C 也将按 Δi_E 的规律变化。



- ❖ 当 Δi_B 按 Δv_I 的规律改变时， Δi_C 将随之而变。设 $\alpha=0.98$ ，当 Δv_I 变化 $20mV$ 时，能引起基极电流的变化 $\Delta i_B=20\mu A$ ，则发射极电流变量为

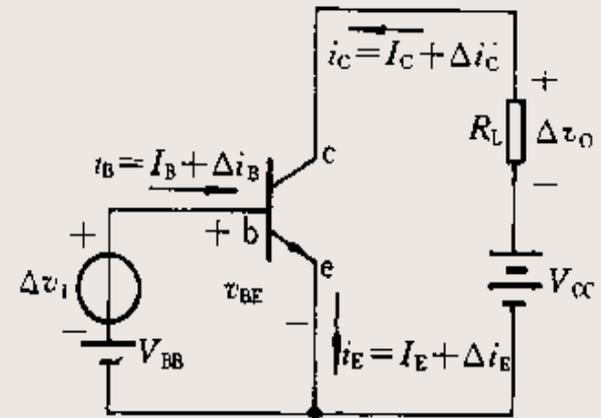
$$\Delta i_E = \frac{\Delta i_B}{1 - \alpha} = \frac{20 \mu A}{1 - 0.98} = 1mA$$

$$\Delta i_C = \alpha \Delta i_E = 0.98 \times 1mA = 0.98mA$$

电压增益

❖ 在 R_L 所得的电压变化

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{\Delta v_O}{\Delta v_I} = \frac{-\Delta i_C R_L}{\Delta v_I} \\ &= -\frac{0.98\text{mA} \times 1\text{k}\Omega}{20\text{mV}} = -49 \end{aligned}$$



共射极和共基极电路的特点

- (1) 共射极电路以基极电流 i_B 作为输入控制电流，而共基极电路则是以发射极电流 i_E 作为输入控制电流。用 i_B 作为输入控制电流的好处是信号源消耗的功率很小。
- (2) 研究共射极电路的放大过程主要是分析集电极电流(输出电流)与基极电流(输入电流)之间的关系。
- (3) 共基极电路的电流放大系数为 α ，共射极电路的电流放大系数为 β 。 α 的值小于1，但接近于1，而 β 的值则远大于1，所以 $i_C > i_B$ 。共射极电路不但能得到电压放大，而且还可得到电流放大，共射极电路是应用最广泛的一种组态。

BJT的特性曲线

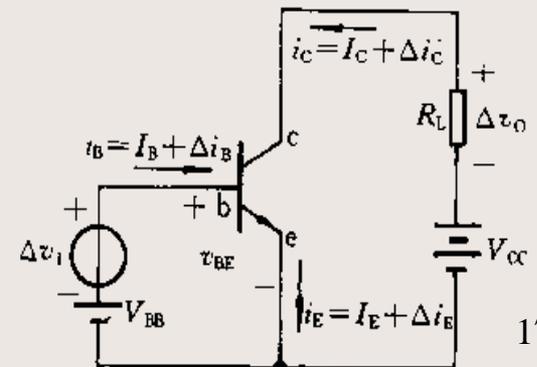
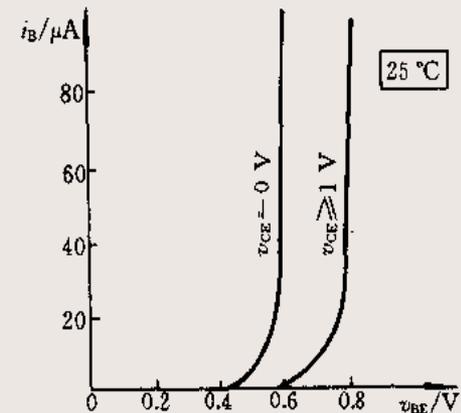
- ❖ BJT的特性曲线是指各电极电压与电流之间的关系曲线，是BJT内部载流子运动的外部表现。
- ❖ 由于BJT和二极管一样也是非线性元件，所以通常用它的特性曲线进行描述。从使用BJT的角度来说，了解它的特性比了解它的内部载流子的运动更为重要。
- ❖ 由于BJT有三个电极，它的 $V-I$ 特性就不像二极管那样简单，工程上最常用到的是它的输入特性和输出特性曲线。

共射极电路的输入特性曲线

- ❖ 输入特性是指当集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 为常数时，加在BJT基极与发射极之间的电压 v_{BE} 与基极电流 i_B 之间的关系曲线，用函数关系表示为

$$i_B = f(v_{BE}) \Big|_{v_{CE} = \text{常数}}$$

当 $v_{CE}=1V$ 时，集电结加了反向电压，集电结吸引电子的能力加强，使得从发射区进入基区的电子更多地流向集电区，因此对应于相同的 v_{BE} ，流向基极的电流 i_B 比原来 $v_{CE}=0$ 时减小了，特性曲线也就相应地向右移动了。

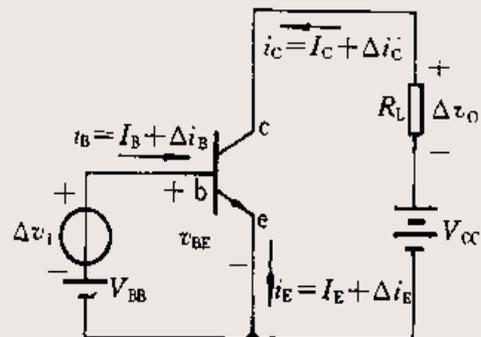
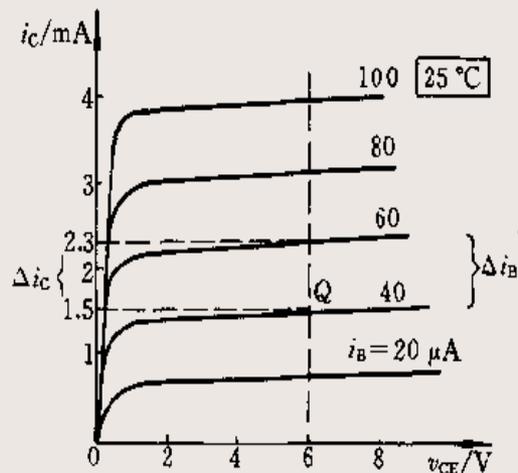


共射极电路的输出特性

- ❖ 输出特性是在基极电流 i_B 一定的情况下，集电极与发射极之间的电压 v_{CE} 与集电极电流 i_C 之间的关系曲线，用函数表示为

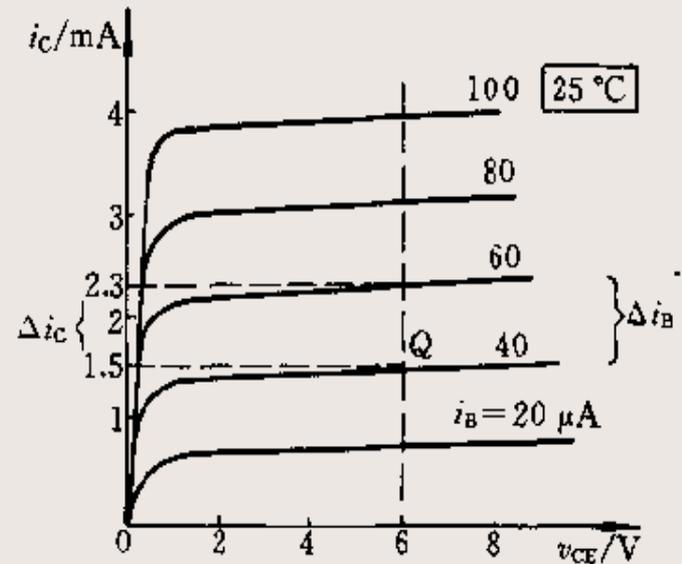
$$i_C = f(v_{CE}) \Big|_{i_B = \text{常数}}$$

输出特性的起始部分很陡， v_{CE} 略有增加时， i_C 增加很快，这是由于在 v_{CE} 很小时，集电结的反向电压很小，对到达基区的电子吸引力不够，这时 i_C 受 v_{CE} 的影响很大。 v_{CE} 稍有增加，从基区到集电区的电子也增加。故 i_C 随 v_{CE} 的增加而增加。



输出特性曲线

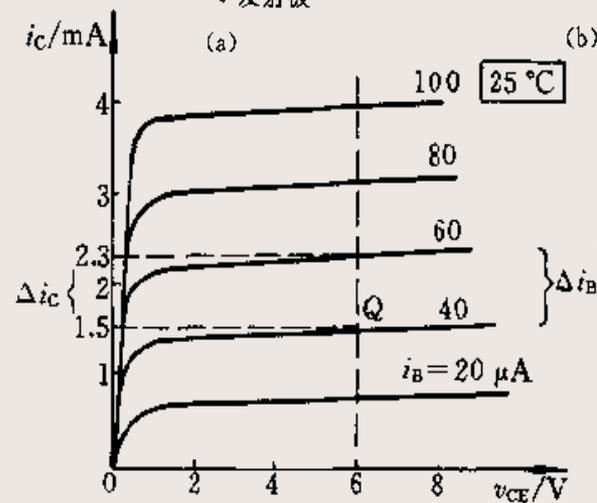
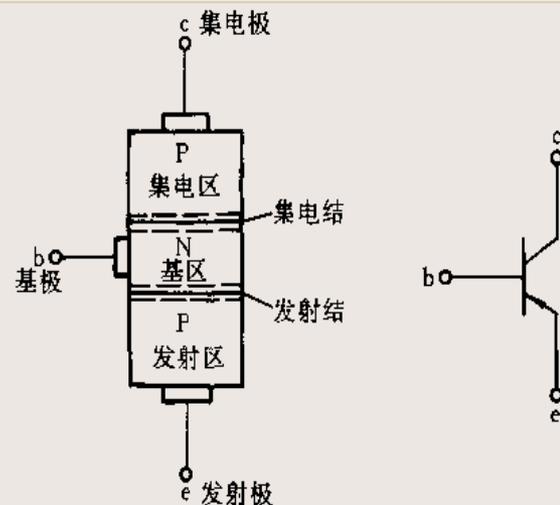
❖ 当 v_{CE} 超过某一数值(约1V)后, 特性曲线变得比较平坦。这是由于 v_{CE} 大于1V以后, 集电结的电场已足够强, 能使发射区扩散到基区的电子绝大部分都到达集电区, 故 v_{CE} 再增加, i_C 就增加不多了。



❖ 改变 i_B 的值, 即可得到一组输出特性曲线。由 $i_C = \beta i_B$ 可知, 在 v_{CE} 大于零点几伏以后, 输出特性是一组间隔基本均匀, 比较平坦的平行直线。

基区宽度调制效应

- ❖ 由共射极电路可知， $v_{CE} = v_{CB} + v_{BE}$ ，当 v_{CE} 增加时，由于 v_{BE} 变化较少(例如硅管的 v_{BE} 为0.7V左右)，故 v_{CB} (集电结反向偏压)随之增加。
- ❖ v_{CB} 的增加使集电结的空间电荷区的宽度增加，致使基区有效宽度减小，这样在基区内载流子的复合机会减少，使电流放大系数 β 增大，在 i_B 不变的情况下， i_C 将随 v_{CE} 增大，特性曲线向上倾斜，这种现象称为**基区宽度调制效应**。

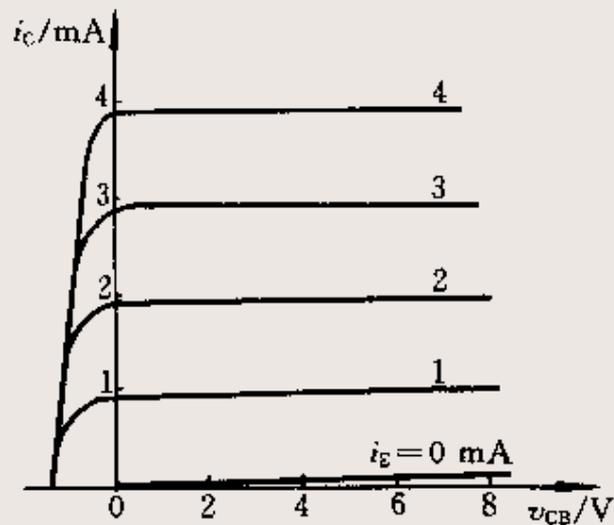
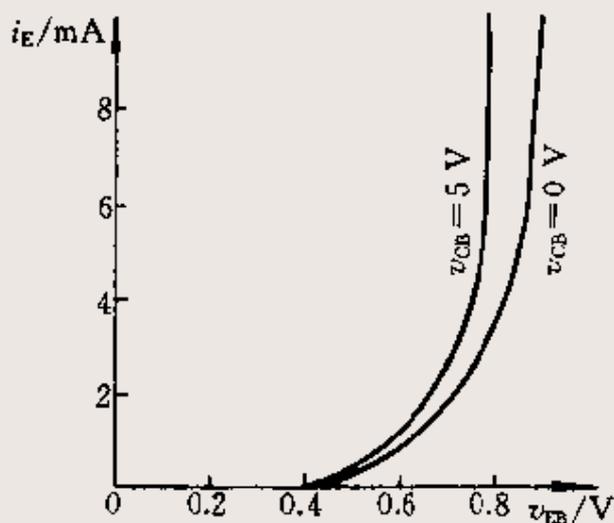


共基极电路的特性曲线

❖ NPN型BJT共基极接法的输入特性和输出特性

$$i_E = f(v_{EB}) \Big|_{v_{CB}=\text{常数}}$$

$$i_C = f(v_{CB}) \Big|_{i_E=\text{常数}}$$



BJT的主要参数

1. 电流放大系数

BJT在共射极接法的电流放大系数，根据工作状态的不同，在直流和交流两种情况下分别用符号 $\bar{\beta}$ 和 β 表示：

$$\bar{\beta} = \frac{I_C}{I_B} \quad \beta = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B}$$

BJT集电极的直流电流 I_C 与基极的直流电流 I_B 的比值为共射极电路的直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ ，或 h_{FE} 来代表。

在有信号输入时，基极电流产生一个变化量 Δi_B ，相应的集电极电流变化量为 Δi_C ，则 Δi_C 与 Δi_B 之比称为BJT的交流电流放大系数 β ，记作 h_{fe} 。

BJT的主要参数

对共基极接法的电流放大系数，直流放大系数 $\bar{\alpha}$ 和交流放大系数 α 的定义与共发射极接法时相似。

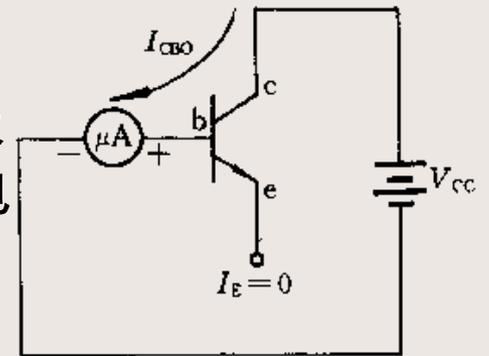
在直流工作状态下， $i_C=I_C$ ， $i_E=I_E$ ，故有

$$\bar{\alpha} = \frac{I_C}{I_E} \quad \alpha = \frac{\Delta i_C}{\Delta i_E}$$
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}$$

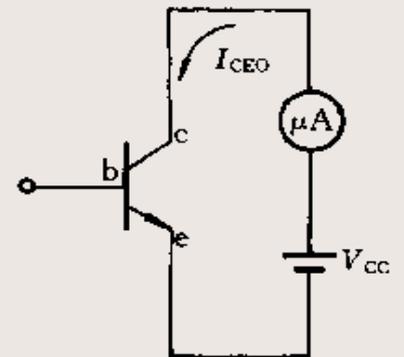
BJT的主要参数

2. 极间反向电流

(1) 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO} ，表示发射极开路， c 、 b 间加上一定反向电压时的反向电流，它只决定于温度和少数载流子的浓度。在一定温度下，这个反向电流基本上是个常数，所以称为**反向饱和电流**。



(2) 集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO} ，表示基极开路， c 、 e 间加上一定反向电压时的集电极电流。这个电流从集电区穿过基区流至发射区，所以又叫**穿透电流**。



$$I_{CEO} = I_{CBO} + \beta I_{CBO} = (1 + \beta) I_{CBO}$$

BJT的主要参数

3. 极限参数

(1) 集电极最大允许电流 I_{CM} ，参数变化不超过允许值时集电极允许的最大电流。

(2) 集电极最大允许功率损耗 P_{CM} ，集电结上允许损耗功率的最大值。

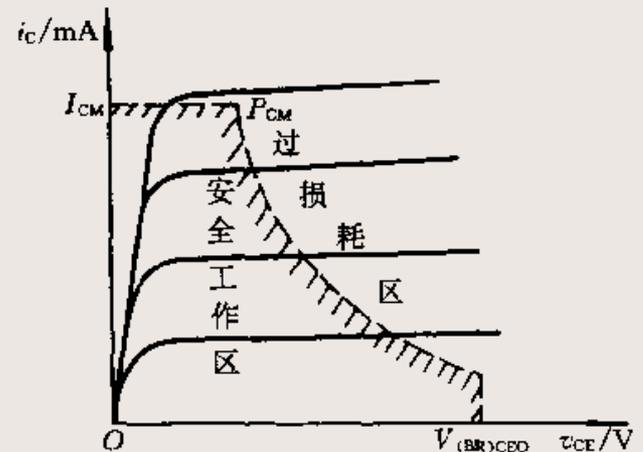
$$P_{CM} = i_C v_{CE}$$

(3) 反向击穿电压，BJT的两个PN结，如反向电压超过规定值将会发生击穿。

v_{EBO} : 集电极开路时发射极-基极间的反向击穿电压。

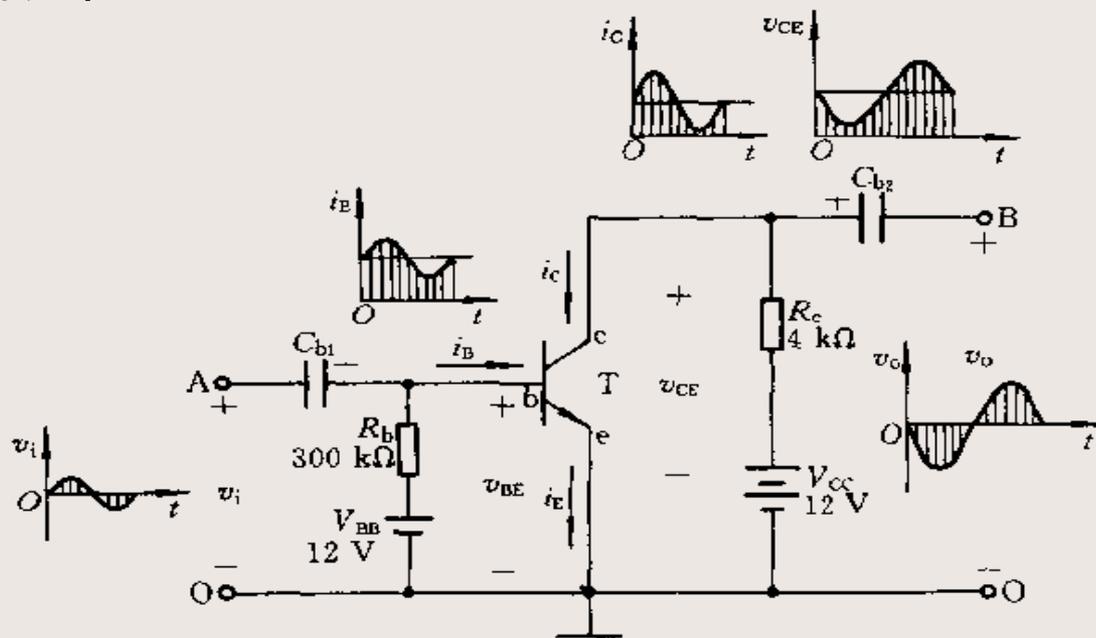
v_{CBO} : 发射极开路时，集电极-基极间的反向击穿电压。

v_{CEO} : 基极开路时，集电极-发射极间的反向击穿电压。



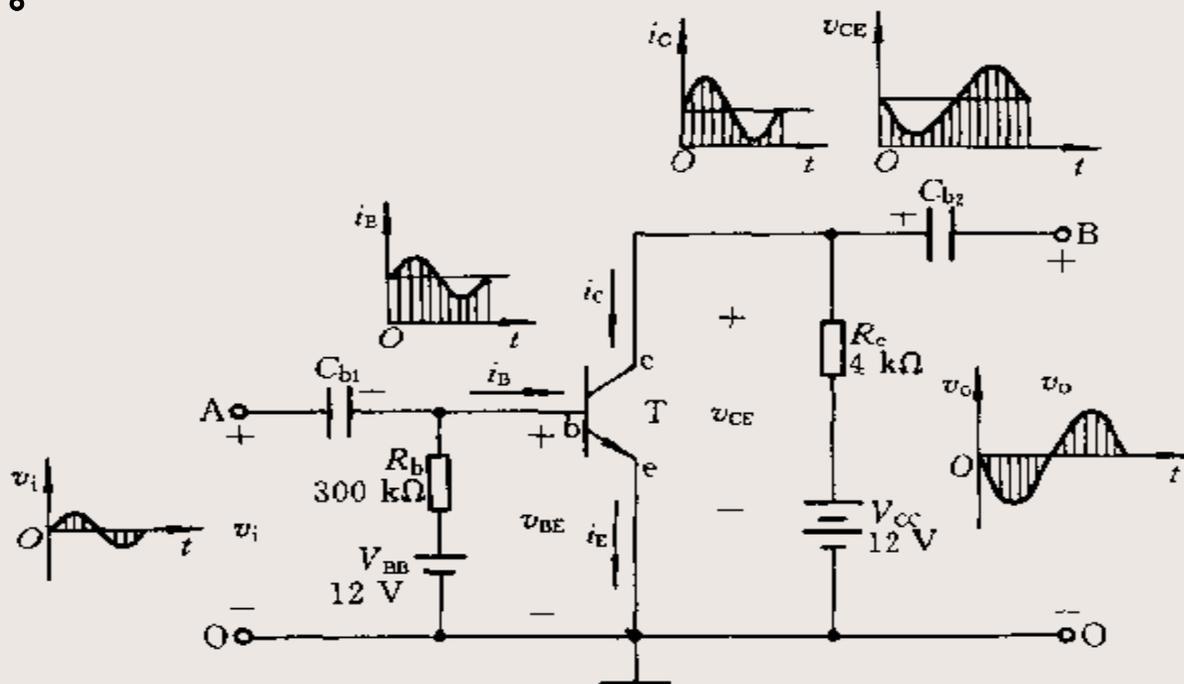
§ 4-2 共射极放大电路

- ❖ 单管放大电路中，采用NPN型硅BJT， V_{CC} 是集电极回路的直流电源，它的负端接发射极，正端通过电阻 R_c 接集电极，以保证集电结为反向偏置。
- ❖ 集电极电阻 R_c 将BJT的集电极电流 i_C 的变化转变为集电极电压 v_{CE} 的变化。



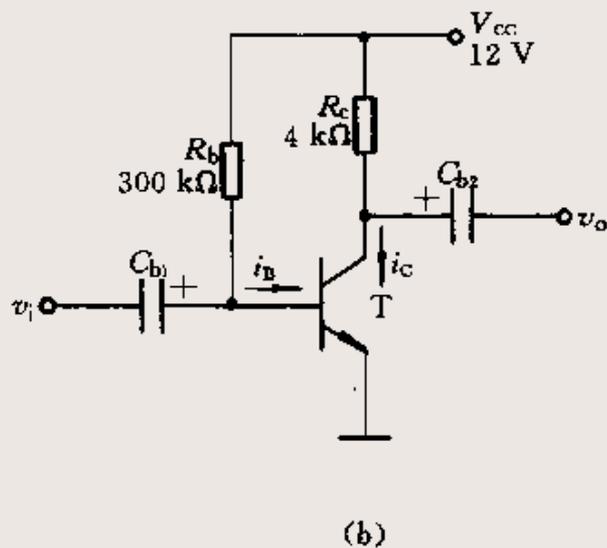
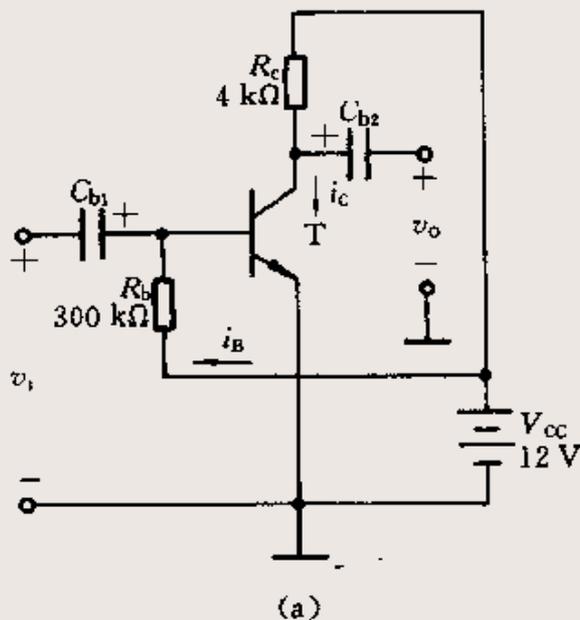
共射极放大电路

- ❖ V_{BB} 是基极回路的直流电源，它的负端接发射极，正端通过基极电阻 R_b 接基极，使发射结为正向偏置，并通过基极电阻 R_b ，供给基极一个合适的基极电流 I_B 。
- ❖ 电容 C_{b1} 和 C_{b2} 称为隔直电容或耦合电容作用是“传送交流，隔离直流”。



共射极基本放大电路的简化

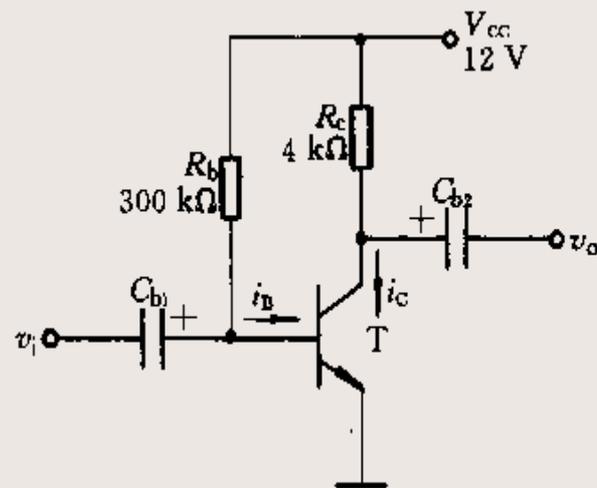
- ❖ 为了简化电路，一般选取 $V_{BB} = V_{CC}$



§ 4-3 图解分析法

静态工作情况分析

- ❖ 当放大电路没有输入信号($v_i=0$)时, 电路中各处的电压、电流都是不变的直流, 称为**直流工作状态**或静止状态, 简称**静态**。
- ❖ 在静态工作情况下, BJT各电极的直流电压和直流电流的数值, 将在管子的特性曲线上确定一点, 这点常称为 **Q 点**。
- ❖ 当放大电路输入信号后, 电路中各处的电压、电流便处于变动状态, 这时电路处于动态工作情况, 简称**动态**。



近似估算Q点

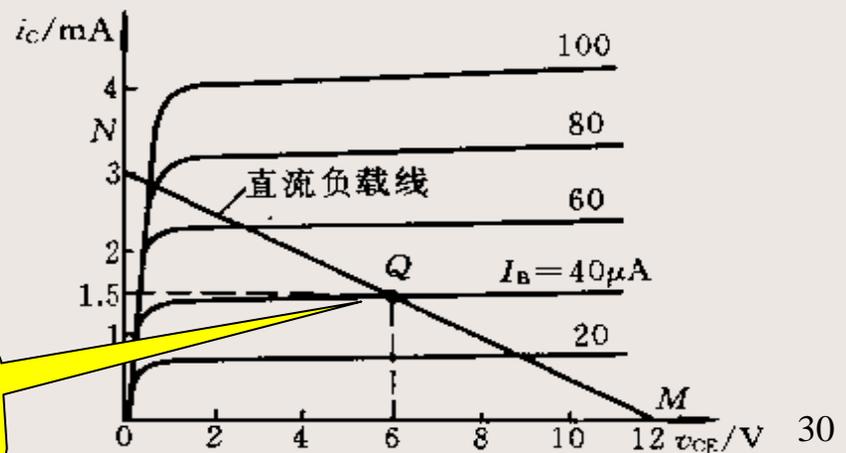
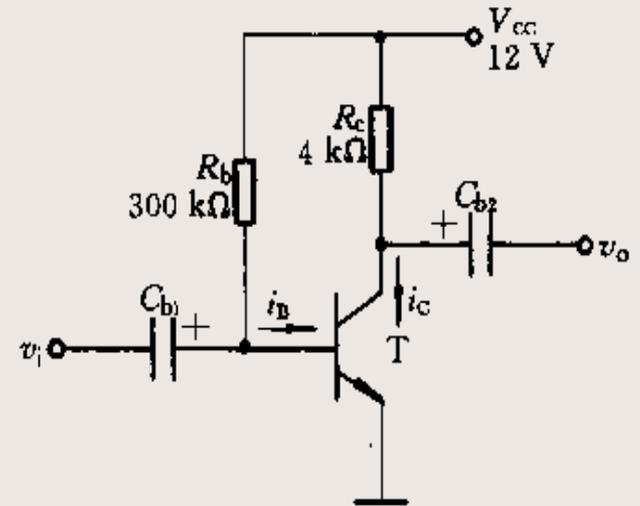
❖ 由于电容 C_{b1} 和 C_{b2} 的隔直作用，对于静态下的直流电路来说，它们相当于开路一样。所以，在计算Q点时，只需考虑由 V_{CC} 、 R_b 、 R_c 及BJT所组成的直流通路就可以了。

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} \approx \frac{V_{CC}}{R_b}$$

$$I_C = \beta I_B$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$$

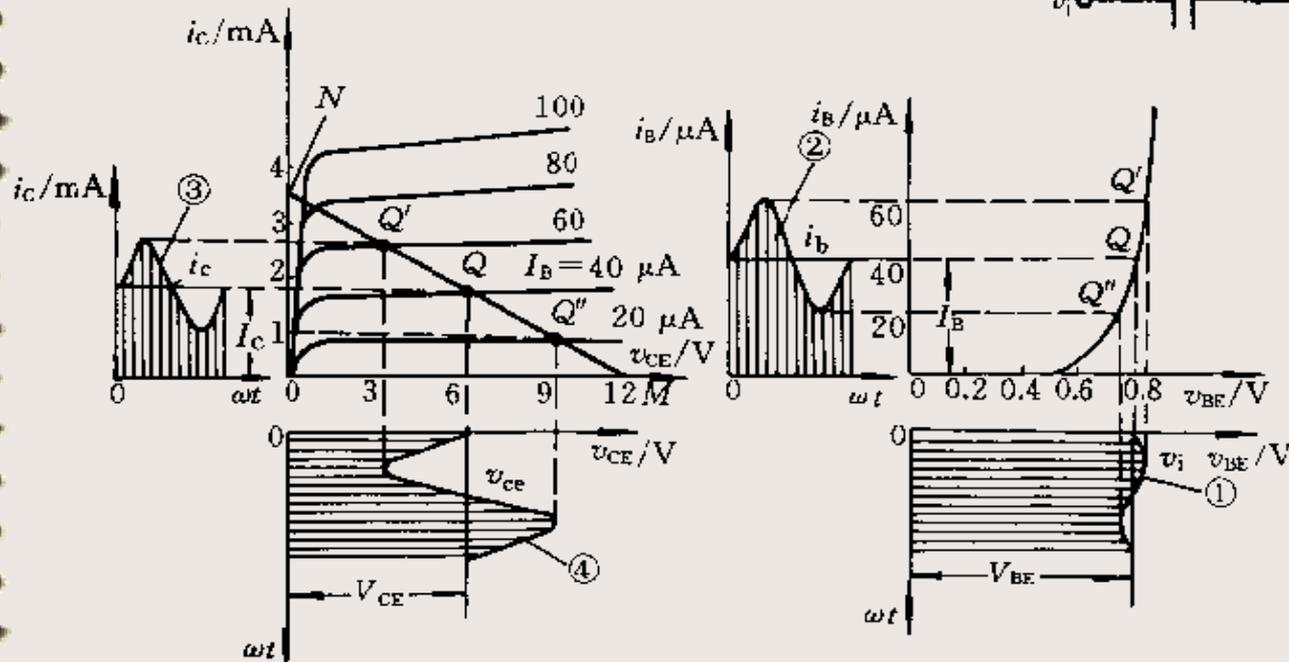
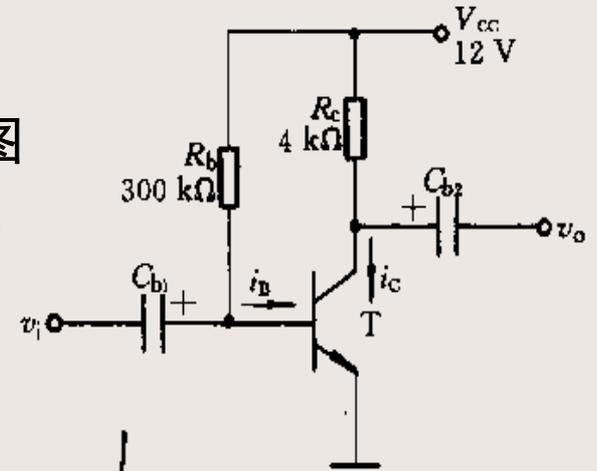
选取适当的 I_B ，Q点为静态工作点。



直流负载线

动态工作情况分析

- ❖ 当接入正弦信号时、电路将处在动态工作情况，可以根据输入信号电压 v_i 通过图解确定输出电压 v_o ，从而可以得出 v_i 与 v_o 之间的相位关系和动态范围。



说明

①没有输入信号电压时，BJT各电极都是恒定的电流和电压(I_B 、 I_C 、 V_{CE})，当在放大电路输入端加上输入信号电压后， i_B 、 i_C 、 v_{CE} 都在原来静态直流量的基础上叠加了一个交流量。即

$$i_B = I_B + i_b$$

$$i_C = I_C + i_c$$

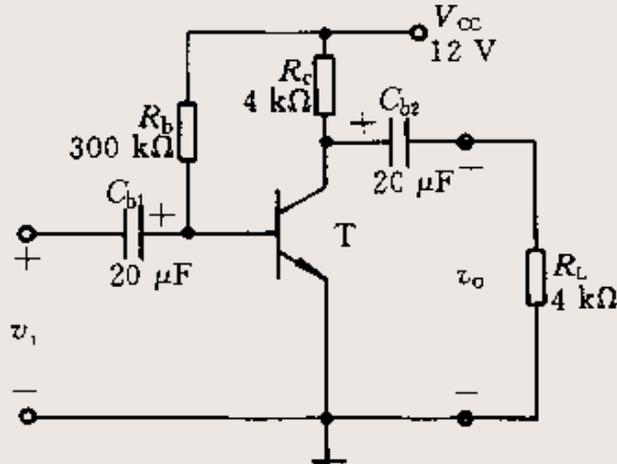
$$v_{CE} = V_{CE} + v_{ce}$$

② v_{CE} 中的交流分量 v_{ce} 的幅度远比 v_i 为大，且同为正弦波电压，体现了放大作用。

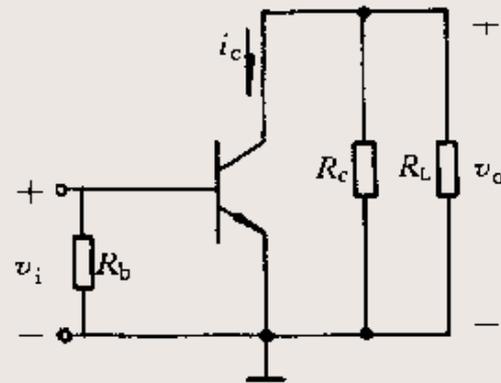
③ v_o (v_{ce})与 v_i 相位相反，称为放大电路的反相作用，共射极放大电路又叫做**反相电压放大器**。

交流负载线

- ❖ 放大电路在工作时，输出端总要接上一定的负载 R_L ，放大电路的工作情况会因为 R_L 的接入而受到影响。



(a)



(b)

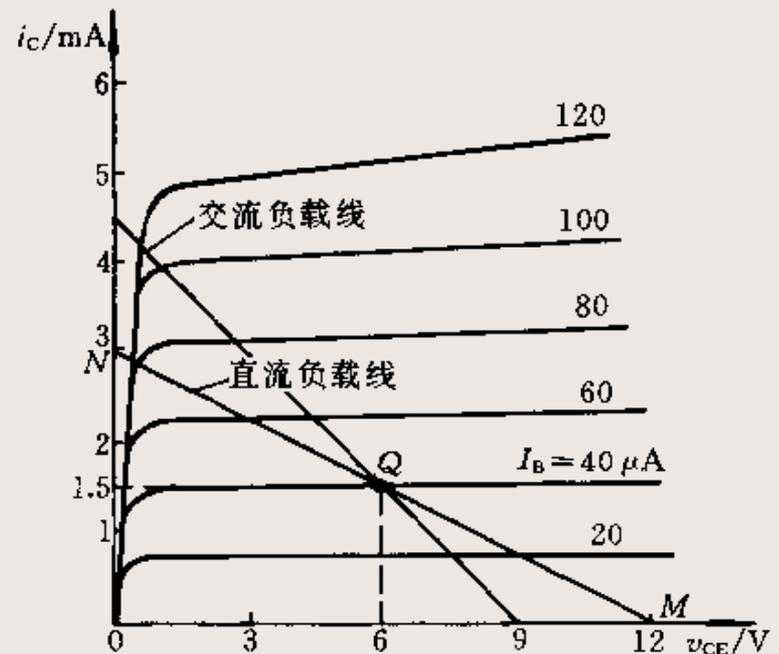
- ❖ 动态工作时，隔直电容 C_{b1} 和 C_{b2} 在一定频率的信号作用下，其容抗可以忽略；同时考虑到电源 V_{CC} 的内阻很小，可视为短路。

交流负载线

❖ 放大电路的交流负载电阻为 R_L' 。即

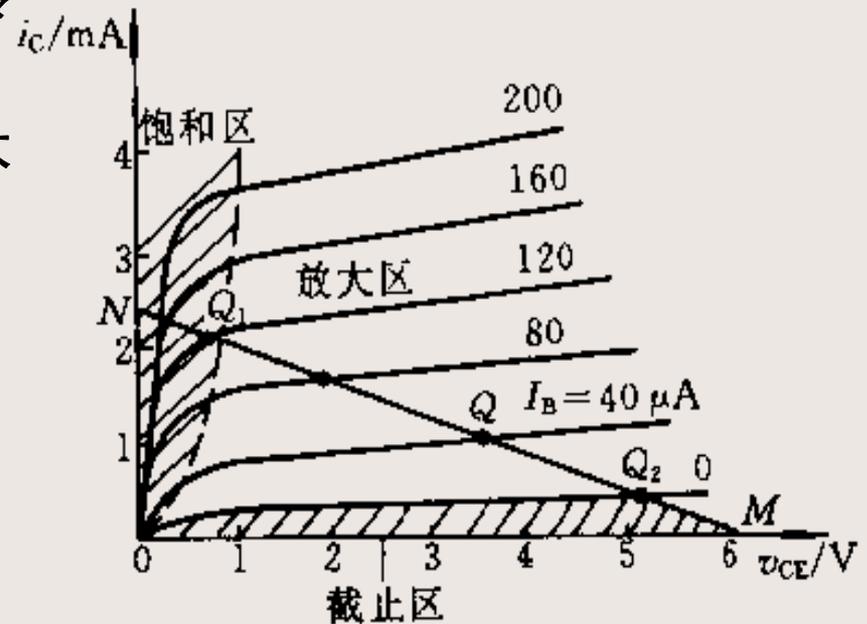
$$R_L' = R_c \parallel R_L = \frac{R_c R_L}{R_c + R_L}$$

❖ 对于交流分量来说，应当用 R_L' 来表示电流、电压之间的关系，表示交流分量电压、电流关系的负载线的斜率应该是 $-1/R_L'$ 。



BJT的三个工作区域

- ❖ BJT的基本特点是通过电流控制实现放大作用，但是这种放大作用并不是在任何情况下都能实现的。
- ❖ Q 点过高，BJT就会从放大转化为饱和。
- ❖ Q 点过低时，BJT又会从放大转化为截止。
- ❖ 饱和、放大、截止称为BJT的三种工作状态，输出特性分成三个不同区域，即：**饱和区**、**放大区**和**截止区**。



BJT的三个工作区域

- ❖ 饱和区：饱和现象的产生是由于工作点上移，使 v_{CE} 减小到一定的程度后，集电结收集载流子的能力被减弱，发射极发射有余，而集电极收集不足。这时即使 I_B 增加， I_C 也不能增加，即不再服从 $I_C = \beta I_B$ 。BJT工作在饱和状态时的管压降称为饱和压降，对硅管可取 $0.3V$ ，对锗管取 $0.1V$ 。
- ❖ 放大区：输出特性的平坦部分，接近于恒流特性，符合 $I_C = \beta I_B$ 的规律，这是放大电路的工作区域。
- ❖ 截止区：当 I_B 减小，则 Q 点就会沿直流负载线向下移动，当 $I_B = 0$ 时， $I_C = I_{CEO} = 0$ ， $V_{CE} = V_{CC}$ ，BJT如同工作在断开状态。

§ 4-4 小信号模型分析法

- ❖ 如果放大电路的输入信号电压很小，就可以设想把BJT小范围内的特性曲线近似地用直线来代替，从而可以把BJT这个非线性器件所组成的电路当作线性电路来处理。
- ❖ BJT的小信号建模通常有两种方法：
 1. 已知网络的特性方程，按此方程画出小信号模型；
 2. 从网络所代表的BJT的物理结构出发加以分析，再用电阻、电容、电感等电路元件来模拟其物理过程，从而得出模型。

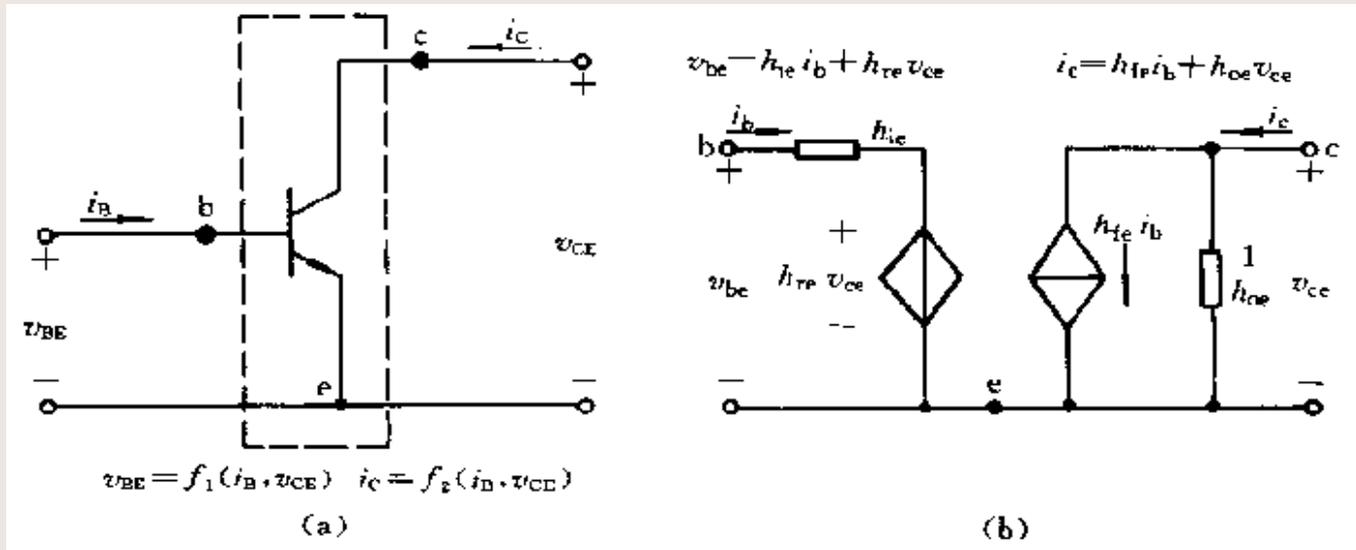
BJT小信号建模

- ❖ **BJT小信号建模**采用一个由双口有源器件组成的网络建模，网络有输入端和输出端两个端口，通常可以通过电压 v_i 、 v_o 及电流 i_1 、 i_2 来研究网络的特性。
- ❖ 选择这四个参数中的其中两个作为自变量，其余两个作为应变量，就可得到不同的网络参数，如Z参数(开路阻抗参数)，Y参数〔短路导纳参数)和H参数(混合参数)等。
- ❖ H参数在低频时用得较广泛。



H参数

- ❖ BJT在共射极接法时，可表示为一个双口网络。
- 1. BJT的特性曲线用图形描述了管子内部电压、电流的关系；
- 2. BJT的参数，则是用数学形式表示管子内部电压、电流微变量的关系。
- ❖ 两种方法都是表征管子性能、反映管内物理过程的，因而两者之间必然具有密切的内在联系。



共射极接法下的H参数

❖ 输入回路和输出回路电压、电流的关系可分别表示为

$$v_{BE} = f_1(i_B, v_{CE})$$

$$i_C = f_2(i_B, v_{CE})$$

在小信号作用下，当电压、电流的变化没有超过特性曲线的线性范围时，无限小的信号增量就可以用有限的增量来代替，也就是可以用电压、电流的交流分量来代替。

$$dv_{BE} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \bullet di_B + \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \bullet dv_{CE}$$

$$di_C = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}} \bullet di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B} \bullet dv_{CE}$$

$$v_{be} = h_{ie} i_b + h_{re} v_{ce}$$

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} v_{ce}$$

共射极接法下的H参数

$$h_{ie} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}}$$

输出端交流短路时的输入电阻，单位为欧姆；

$$h_{fe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{V_{CE}}$$

输出端交流短路时的正向电流传输比或电流放大系数(无量纲)；

$$h_{re} = \left. \frac{\partial v_{BE}}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}$$

输入端交流开路时的反向电压传输比(无量纲)；

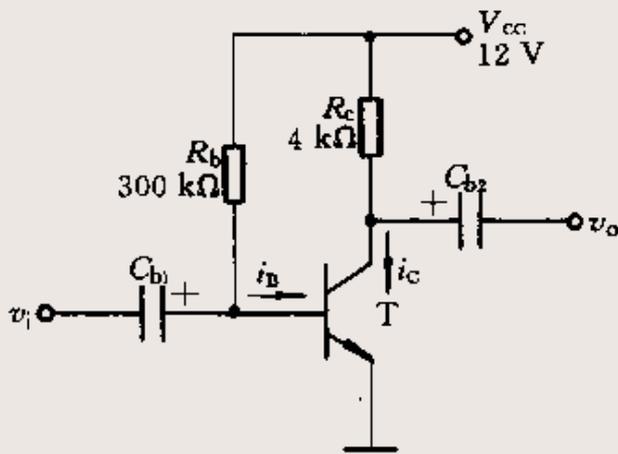
$$h_{oe} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}} \right|_{I_B}$$

输入端交流开路时的输出电导，单位为西门子。

这四个参数的量纲各不相同，因此这种参数系统是不同量纲的混合，故称为混合参数。

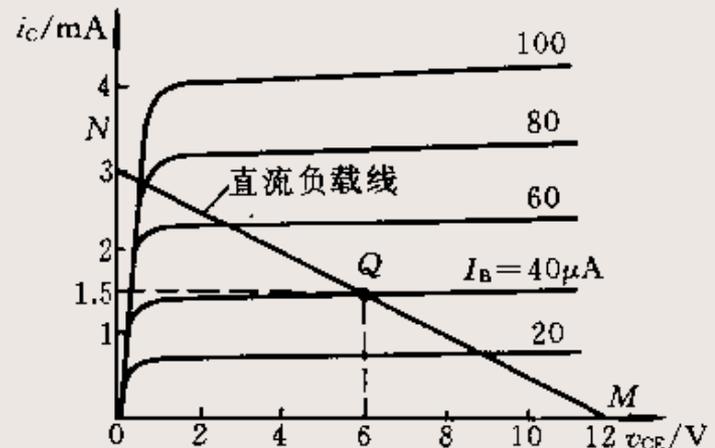
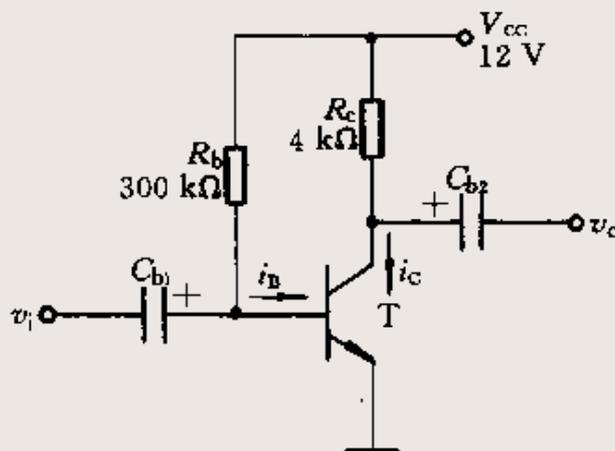
§ 4-5 放大电路的工作点稳定问题

- ❖ 在放大电路中， Q 点不仅关系到波形失真，而且对电压增益有很大影响，所以对放大电路，为获得较好的性能，必须首先设置一个合适的 Q 点。
- ❖ 在固定偏流电路中，当 V_{CC} 和集电极电阻 R_c 确定后，放大电路的 Q 点就由基极电流 I_B 来决定，这个电流就叫做偏流，而获得偏流的电路叫做偏置电路。
- ❖ 由于这种电路偏流是“固定”的($I_B = V_{CC}/R_b$)，当更换管子或是环境温度变化引起管子参数变化时，电路的工作点往往会移动，甚至移到不合适的位置而使放大电路无法正常工作。



温度对工作点的影响

- ❖ I_{CBO} 、 β 、 V_{BE} 随温度升高的结果，都集中表现在 Q 点电流 I_c 的增大。
- ❖ 硅管的 I_{CBO} 小，受温度的影响可以忽略，因此， β 和 V_{BE} 的温度影响，对硅管是主要的，温度每升高 1°C ， β 要增加 $0.5\%-1.0\%$ ， V_{BE} 降低 $2.2\text{mV}/^\circ\text{C}$ 左右。
- ❖ 锗管的 I_{CBO} 大， I_{CBO} 的温度影响对锗管是主要的，温度每升高 10°C ， I_{CBO} 大一倍。



射极偏置电路

❖ BJT参数 I_{CBO} 、 β 、 V_{BE} 随温度变化对 Q 点的影响，最终都表现在使 Q 点电流 I_c 增加。在温度变化时，如果能设法使 I_c 近似维持恒定，问题就可得到解决。

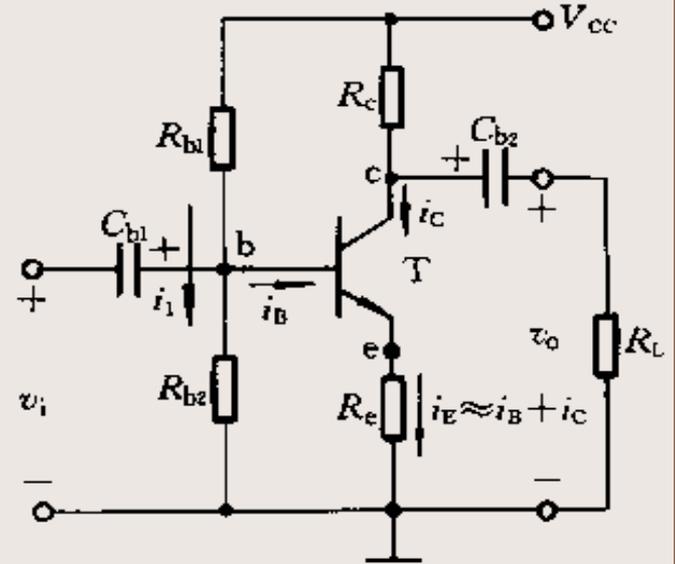
(1) 针对 I_{CBO} 的影响，可设法使 I_b 随温度的升高而自动减小。

(2) 针对 V_{BE} 的影响，可设法使发射结的外加电压随着温度的增加而自动减小。

❖ 为要使 Q 点稳定， I_1 愈大于 I_b 以及 V_B 愈大于 V_{BE} 愈好，对于硅管，一般可选取

$$I_1 = (5 - 10) I_B$$

$$V_B = (3 - 5) V_{BE}$$



例3.5.1

试近似估算电路的 Q 点，并计算它的电压增益、输入电阻和输出电阻。

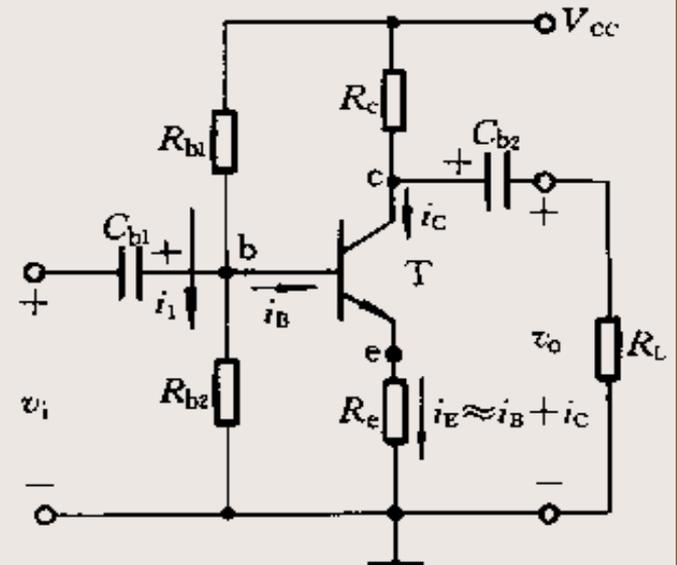
解；(1)确定 Q 点

$$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} \approx \frac{V_B}{R_e}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e)$$

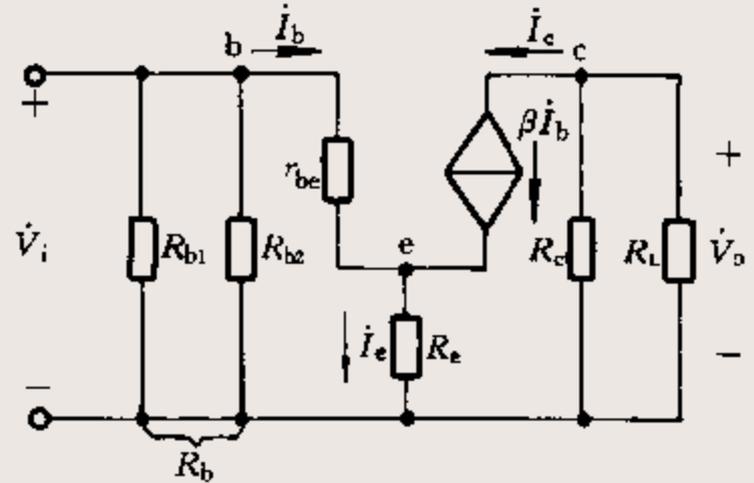
$$I_B = \frac{I_C}{\beta}$$



解答

(2)求电压增益

画出小信号等效电路图。由此电路可得



$$\begin{aligned}\dot{V}_o &= -\beta \dot{I}_b (R_c \parallel R_L) \\ &= -\beta \dot{I}_b R'_L\end{aligned}$$

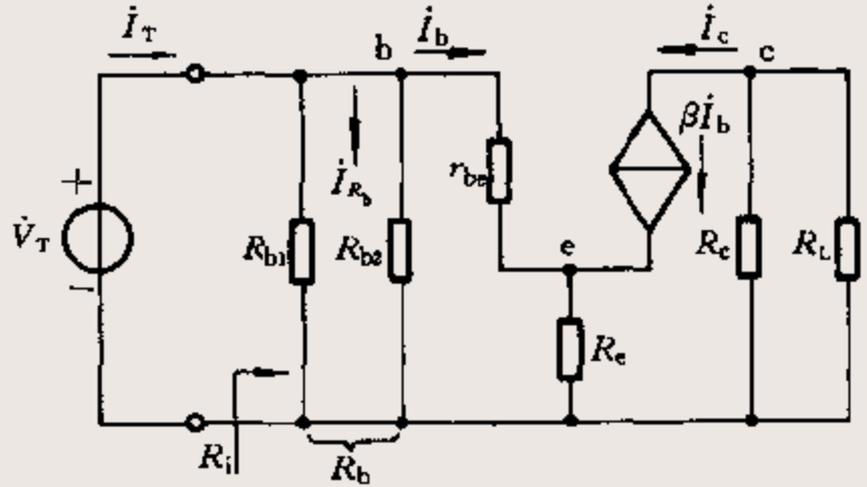
$$\begin{aligned}\dot{V}_i &= \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R_e \\ &= \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R_e = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]\end{aligned}$$

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]} = \frac{-\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_e}$$

解答

(3)求输入电阻

电路输入端在外加测试电压的作用下，求相应的测试电流。



$$\dot{V}_T = \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_b (1 + \beta) R_e = \dot{I}_b [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

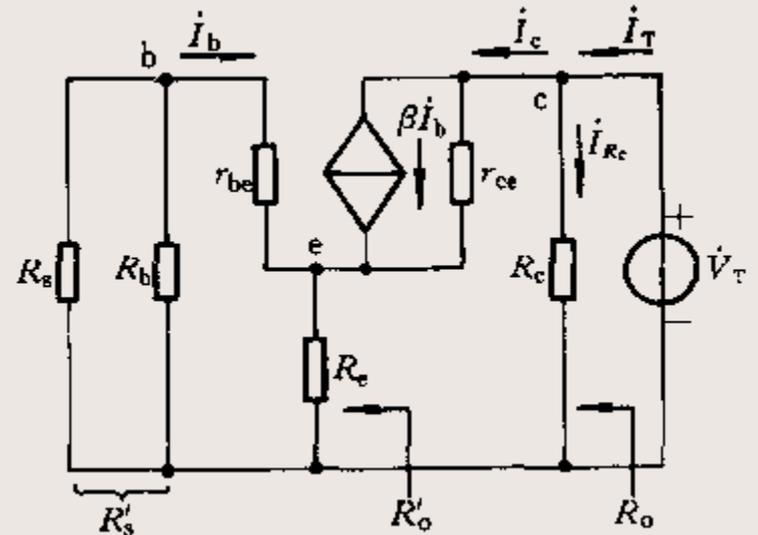
$$\dot{I}_T = \dot{I}_{Rb} + \dot{I}_b = \dot{V}_T \left(\frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \right)$$

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_b // [r_{be} + (1 + \beta) R_e]$$

解答

(4) 输出电阻

如把BJT的输出电阻 r_{ce} 考虑进去, 按照输出电阻的定义可画出求输出电阻时的等效电路。先求出 R_o' , 然后再与 R_c 并联, 即可求得放大电路的输出电阻 R_o 。



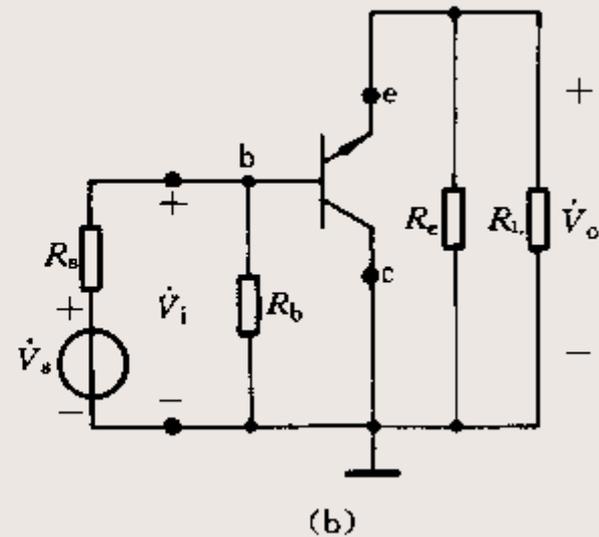
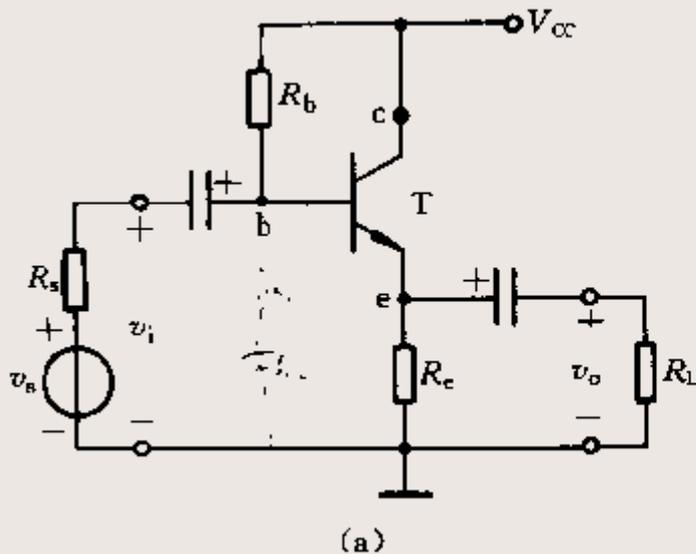
$$\dot{I}_b (r_{be} + R'_s) + (\dot{I}_b + \dot{I}_c) R_e = 0 \quad (R'_s = R_s // R_b) \quad \dot{I}_b = -\frac{R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} \dot{I}_c$$

$$\dot{V}_T - (\dot{I}_c - \beta \dot{I}_b) r_{ce} - (\dot{I}_b + \dot{I}_c) R_e = 0 \quad \dot{V}_T = \dot{I}_c \left[r_{ce} + R_e + \frac{R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} (\beta r_{ce} - R_e) \right]$$

$$R'_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_c} = r_{ce} \left[1 + \frac{\beta R_e}{r_{be} + R'_s + R_e} \right] \quad r_{ce} \gg R_e \quad R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R'_o // R_c$$

§ 4-6 共集电极电路和共基极电路

- ❖ 共集电极电路中，BJT的负载电阻接在发射极上，输入电压 \dot{V}_i 加在基极和集电极之间，输出电压 \dot{V}_o 从发射极和集电极两端取出，所以集电极是输入、输出电路的共同端点。因为是从发射极把信号输出去，所以共集电极电路又称为射极输出器。



射极输出器分析

(1)求Q点

在基极回路中，按照KVL可得

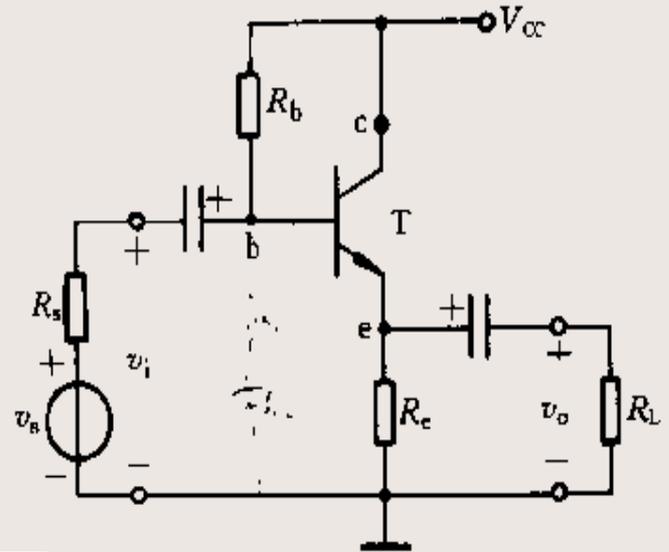
$$V_{CC} = I_B R_b + V_{BE} + V_E$$

$$V_E = I_E R_e = (1 + \beta) I_B R_e$$

$$I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b + (1 + \beta) R_e} \approx \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

$$I_C = \beta I_B = \frac{\beta V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_e$$



射极输出器分析

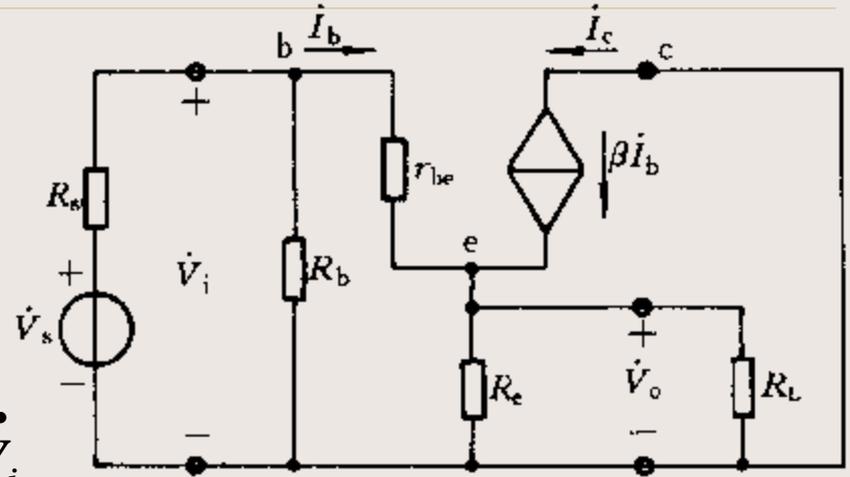
(2) 电压增益 根据KVL, 输入回路的方程为

$$\dot{V}_i = \dot{I}_b r_{be} + R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b)$$

$$R'_L = R_e // R_L \quad \dot{I}_b = \frac{\dot{V}_i}{r_{be} + R'_L (1 + \beta)}$$

$$\dot{V}_o = R'_L (\dot{I}_b + \beta \dot{I}_b) = R'_L (1 + \beta) \dot{I}_b = \frac{R'_L (1 + \beta) \dot{V}_i}{r_{be} + R'_L (1 + \beta)}$$

$$\dot{A}_V = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{R'_L (1 + \beta)}{r_{be} + R'_L (1 + \beta)} \approx \frac{\beta R'_L}{r_{be} + \beta R'_L} < 1$$



射极输出器分析

(3) 输入电阻

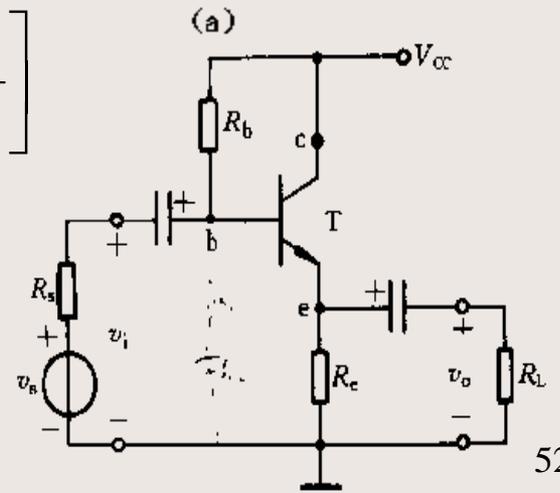
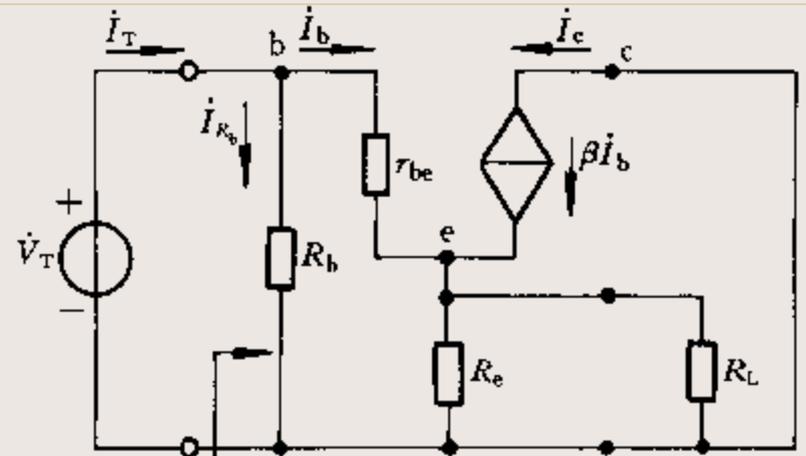
$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T}$$

$$R'_L = R_e \parallel R_L$$

$$\dot{I}_T = \dot{I}_{R_b} + \dot{I}_b = \dot{V}_T \left[\frac{1}{R_b} + \frac{1}{r_{be} + (1 + \beta)R'_L} \right]$$

当 $\beta \gg 1$ $\beta R'_L \gg r_{be}$

$$R_i = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_b \parallel \beta R'_L$$



射极输出器分析

(4) 输出电阻

输出电阻按定义表示为

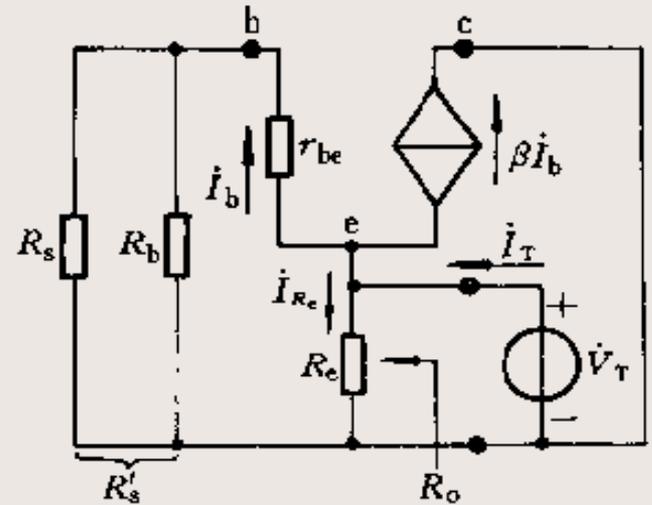
$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} \Big|_{\dot{V}_s=0}$$

$$R'_s = R_s // R_b$$

$$\dot{I}_T = \dot{I}_{R_e} + \dot{I}_b + \beta \dot{I}_b = \dot{V}_T \left[\frac{1}{R_e} + \frac{1}{r_{be} + R'_s} + \beta \frac{1}{r_{be} + R'_s} \right] \quad (b)$$

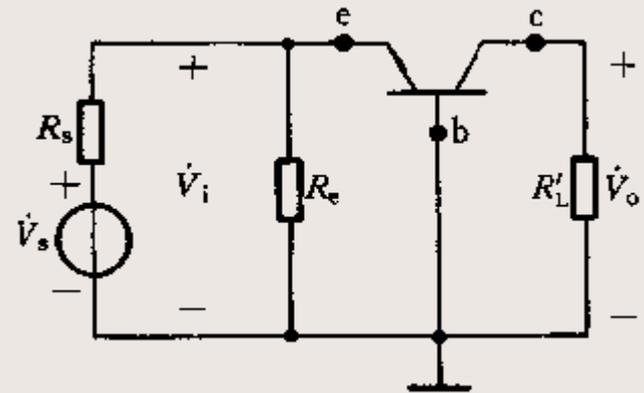
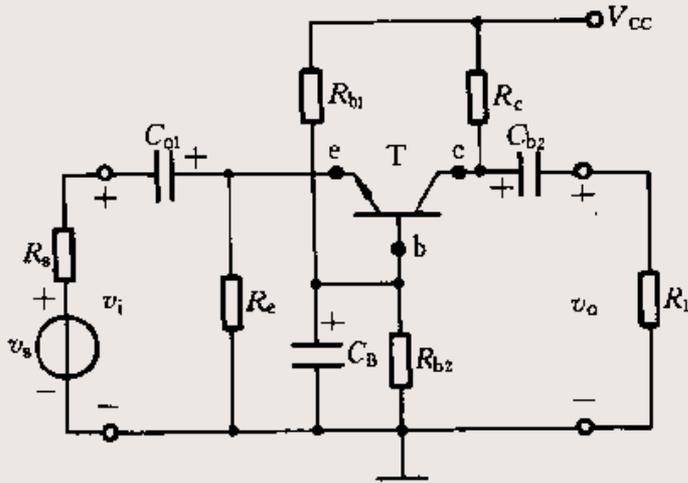
$$R_o = \frac{\dot{V}_T}{\dot{I}_T} = R_e // \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}$$

$$R_e \gg \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta} \quad \beta \gg 1 \quad \Rightarrow \quad R_o \approx \frac{r_{be} + R'_s}{\beta}$$



共基极电路

- ❖ 共基极放大电路中， R_c 为集电极电阻， R_e 为发射极电阻， R_{b1} 和 R_{b2} 为基极偏置电阻，用来保证BJT有合适的 Q 点。
- ❖ 由交流通路可见，输入电压 \dot{V}_i 是加在发射极和基极之间，而输出电压 \dot{V}_o 从集电极和基极两端取出，故基极是输入、输出电路的共同端点。



例3.6.1

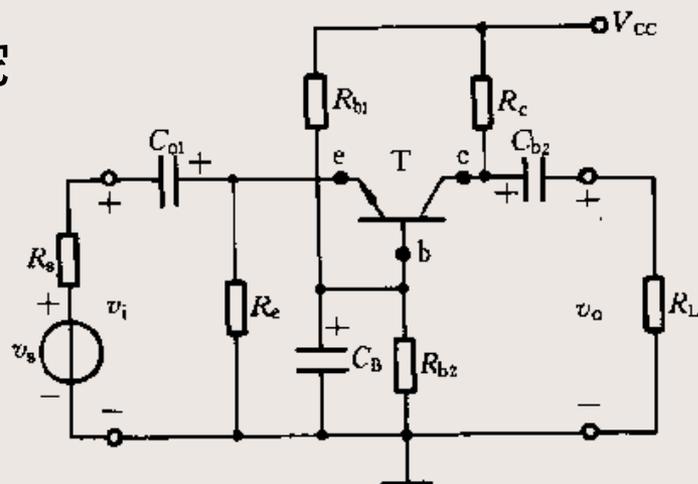
试分析电路的静态工作情况，并求出它的电压增益、输入电阻和输出电阻。

解：(1)求Q点

$$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$$

$$I_C \approx I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_e} \approx \frac{V_B}{R_e}$$

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c - I_E R_e \approx V_{CC} - I_C (R_c + R_e)$$



解答

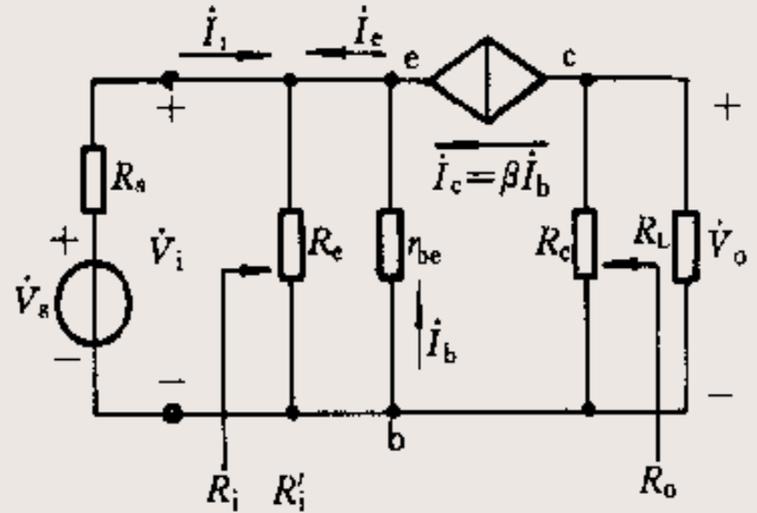
(2) 电压增益

利用小信号等效电路计算电压增益

$$\dot{V}_o = -\dot{I}_c R'_L$$

$$R'_L = R_c // R_L$$

$$A_V = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{-\dot{I}_c R'_L}{-\dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta \dot{I}_b R'_L}{\dot{I}_b r_{be}} = \frac{\beta R'_L}{r_{be}}$$



解答

(3) 输入电阻和输出电阻

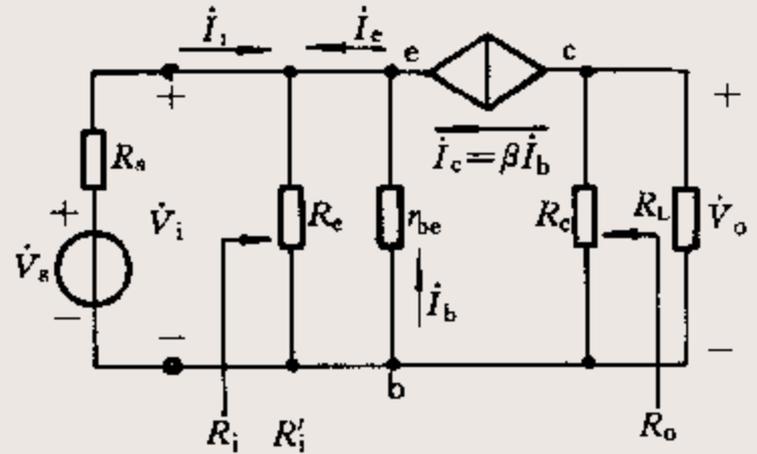
在共基极接法时，BJT的输入电阻为

$$R_i' = \frac{\dot{V}_i}{-\dot{I}_e} = \frac{-\dot{I}_b r_{be}}{-(1+\beta)\dot{I}_b} = \frac{r_{be}}{(1+\beta)}$$

$$R_i = R_e // R_i' \approx \frac{r_{be}}{(1+\beta)}$$

BJT的共基极输出特性十分平坦，其斜率要比共射极接法小。因此BJT本身的输出电阻 r_{cb} 比共射极接法时的 r_{cb} 为大。共基极放大电路的输出电阻为

$$R_o = r_{cb} // R_c \approx R_c$$



三种基本组态的比较

表 3.6.1 放大电路三种基本组态的比较

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
电 路 组 态			
静 态 工 作 点	$I_B = V_{CC} / R_b$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} = V_{CC} - I_C R_c$	$I_B = \frac{V_{CC}}{R_b + (1 + \beta) R_e}$ $I_C = \beta I_B$ $V_{CE} \approx V_{CC} - I_C R_e$	$V_B = \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} V_{CC}$ $I_C \approx I_E \approx \frac{V_B}{R_e}$ $I_B = I_C / \beta$ $V_{CB} = V_{CC} - I_C R_c - \frac{R_{b2} V_{CC}}{R_{b1} + R_{b2}}$

三种基本组态的比较

续表

	共射极电路	共集电极电路	共基极电路
小信号等效电路			
\dot{A}_v	$\frac{\beta R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_c}$	$\frac{(1 + \beta) R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R'_L} \text{ (低)}$	$\frac{\beta R'_L}{r_{be}} \text{ (高)}$
R_i	$R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R_c]$	$R_b \parallel [r_{be} + (1 + \beta) R'_L]$	$R_e \parallel \frac{r_{be}}{1 + \beta}$
R_o	$R_c \text{ (高)}$	$R_e \parallel \frac{r_{be} + R'_s}{1 + \beta}, R'_s = R_s \parallel R_b \text{ (低)}$	$R_c \text{ (高)}$
用途	多级放大电路的中间级	输入级、输出级或缓冲级	高频或宽频带电路及恒流源电路

§ 4-7 放大电路的频率响应

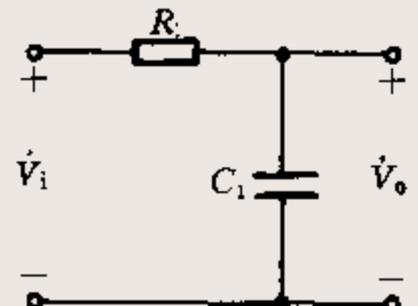
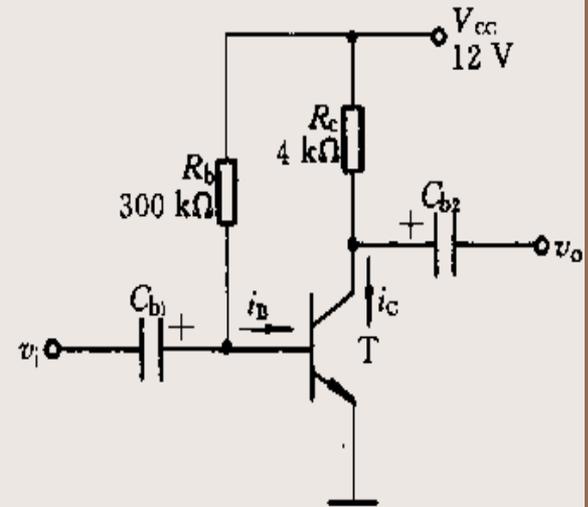
1. RC低通电路的频率响应

在放大电路的高频区，影响频率响应的主要因素是管子的极间电容和接线电容等，它们在电路中与其他支路是并联的，因此这些电容对高频响应的影响可用RC低通电路来模拟。

$$A_{vH}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1/sC_1}{R_1 + 1/sC_1} = \frac{1}{1 + sR_1C_1}$$

$$s = j\omega = j2\pi f \quad f_H = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$A_{vH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 + j(f/f_H)}$$



幅频响应

❖ 高频区的电压增益的幅值 A_{VH} 和相角 φ_H 分别为

$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}} \quad \varphi_H = -\arctg(f / f_H)$$

(1) 当 $f \ll f_H$ 时

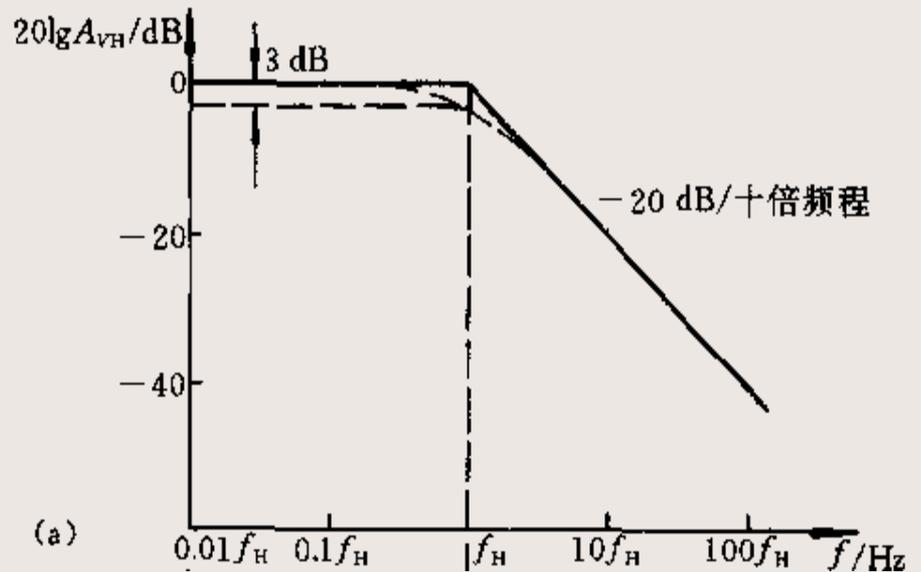
$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}} \approx 1 \quad 20 \lg A_{VH} \approx 20 \lg 1 = 0$$

(2) 当 $f \gg f_H$ 时

$$A_{VH} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f / f_H)^2}} \approx f_H / f \quad 20 \lg A_{VH} \approx 20 \lg f_H / f$$

幅频响应

- ❖ f_H 对应于两条直线的交点，称为**转折频率**。
- ❖ 当 $f=f_H$ 时， $A_{VH}=0.707$ ，即在 f_H 时，电压增益下降到中频值的0.707倍，所以 f_H 又是放大电路的上限频率。
- ❖ $f_H(\omega_H)$ 是 $A_{VH}(s)$ 的极点频率。



相频响应

$$\varphi_H = -\arctg(f / f_H)$$

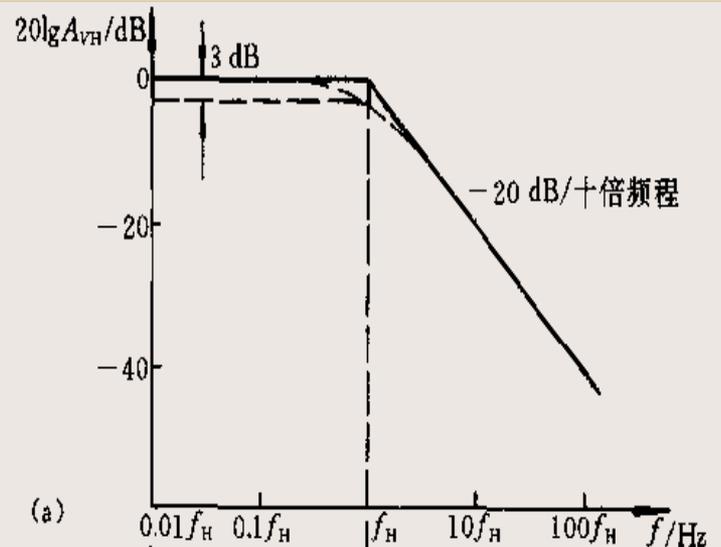
- ❖ 相频响应，它可用三条直线来近似描述：

$$f \ll f_H \quad \varphi_H \rightarrow 0^\circ$$

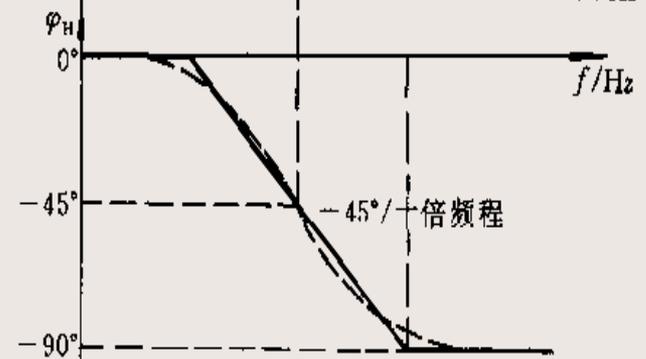
$$f \gg f_H \quad \varphi_H \rightarrow -90^\circ$$

$$f = f_H \quad \varphi_H = -45^\circ$$

- ❖ 在 $0.1 f_H$ 和 $10 f_H$ 之间，可用一条斜率为 -45° /十倍频程的直线来表示。



(a)



(b)

频率响应

2. RC高通电路的频率响应

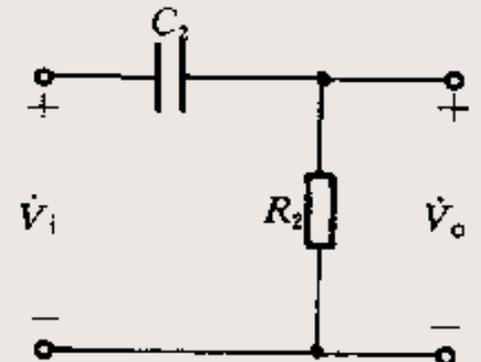
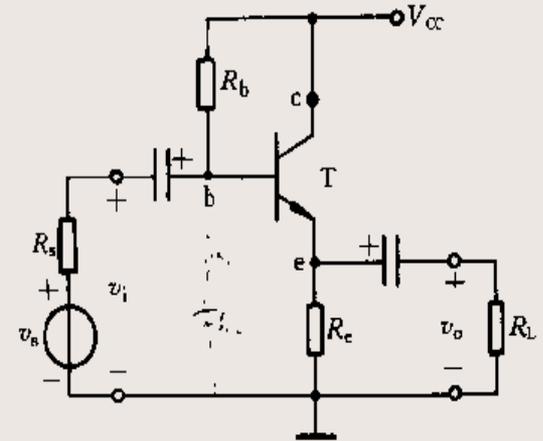
在放大电路的低频区内，耦合电容和射极旁路电容对低频响应的影响，可用RC高通电路来模拟。

$$A_{VL}(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R_2}{R_2 + 1/sC_2} = \frac{sR_2C_2}{1 + sR_2C_2}$$

$$s = j\omega = j2\pi f$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_2} \quad \text{转折频率，即放大电路的下限频率}$$

$$\dot{A}_{VL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_i} = \frac{1}{1 - j(f_L/f)}$$

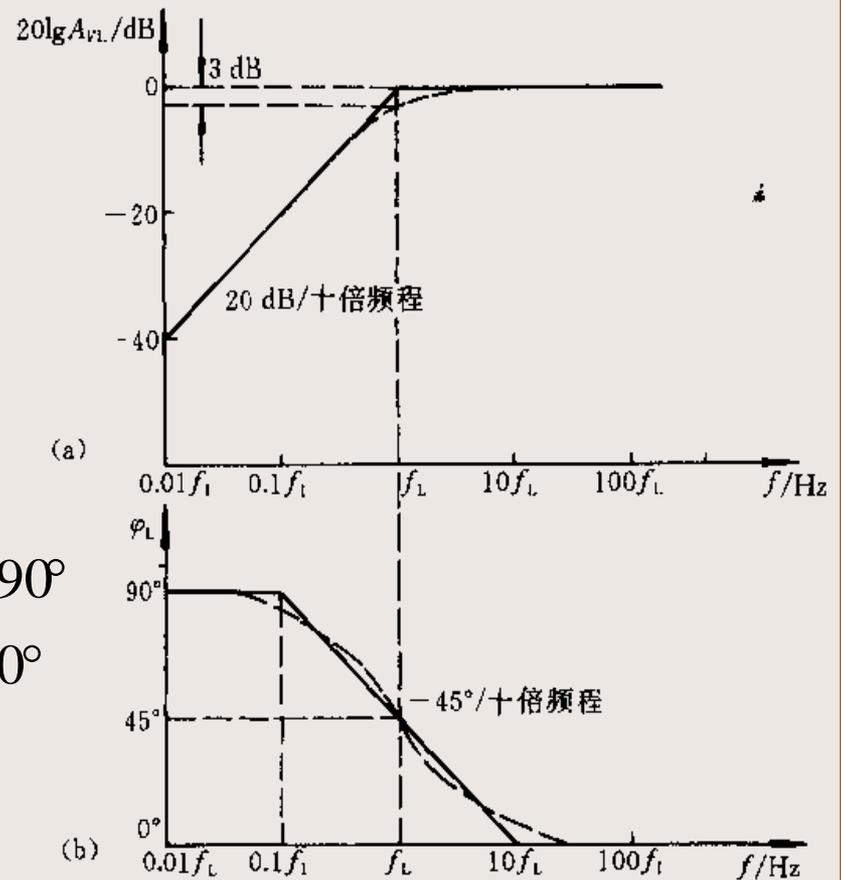


幅频响应

❖ 低频区的电压增益的幅值 A_{VL} 和相角 φ_L 分别为:

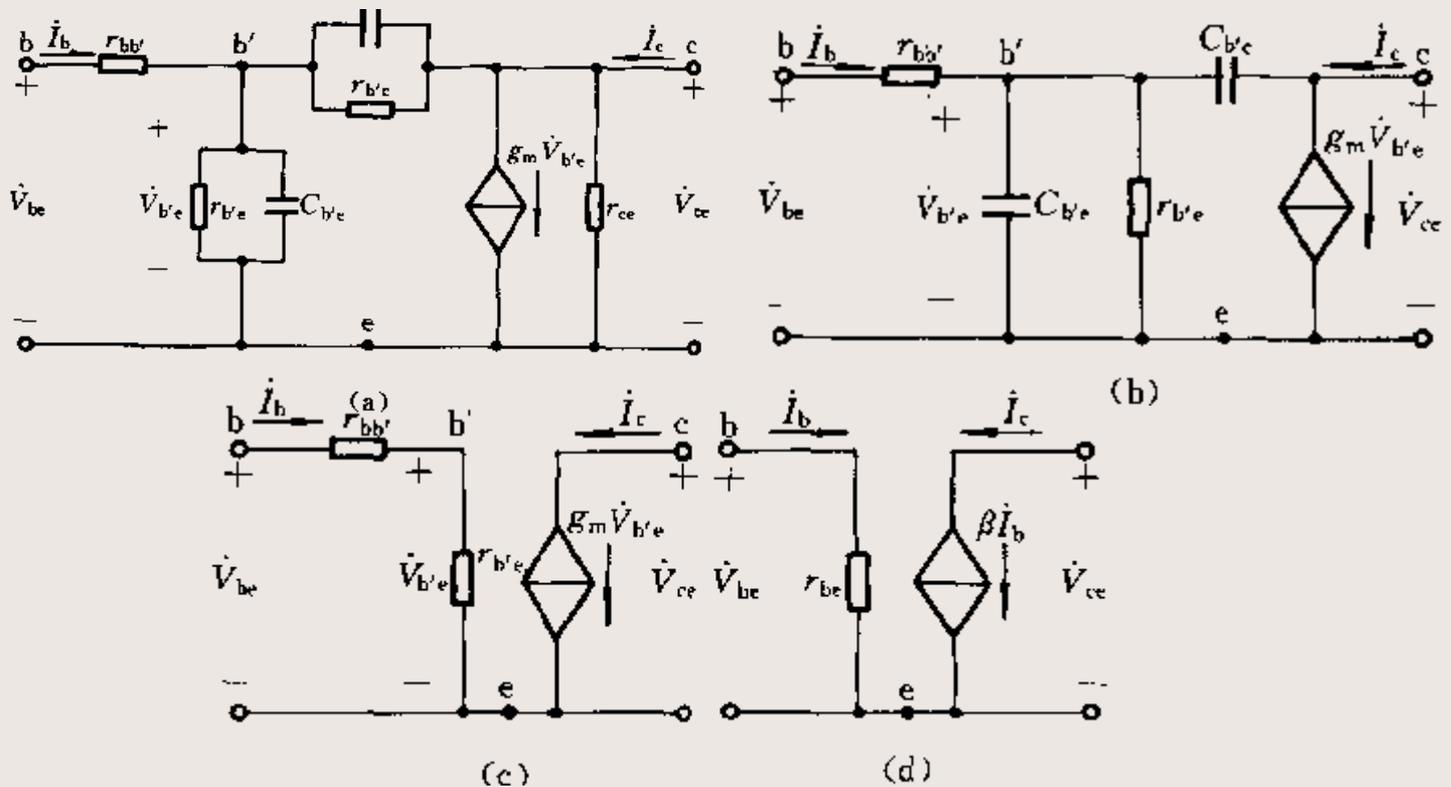
$$A_{VL} = \frac{1}{\sqrt{1 + (f_L / f)^2}}$$
$$\varphi_H = \arctg(f_L / f)$$

$$\begin{aligned} f \ll f_L & \quad 20\lg A_{VL} = f / f_L & \quad \varphi_H \rightarrow 90^\circ \\ f \gg f_L & \quad 20\lg A_{VL} = 0 & \quad \varphi_H \rightarrow 0^\circ \\ f = f_L & \quad \varphi_H = 45^\circ \end{aligned}$$



单级放大电路的高频响应

- ❖ 在高频运用的情况下，其物理过程与H参数低频小信号模型不同，主要表现在BJT的极间电容不可忽略，BJT的高额小信号模型如下：



元件参数说明

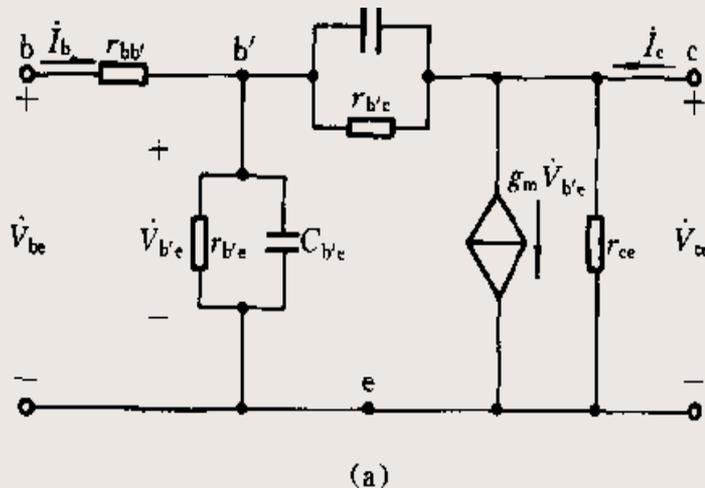
- ❖ 基区电阻 r_{bb} : 表示基区体电阻, 约在50-300 Ω 之间。
- ❖ 发射结参数 $r_{b'e}$ 和 $C_{b'e}$: $r_{b'e}$ 是发射结的小信号电阻, 对于小功率管 $r_{b'e}$ 的实际数值约为几十欧。 $C_{b'e}$ 为发射结电容, 对于小功率管, 约在几十-几百pF范围。
- ❖ 集电结参数 $r_{b'c}$ 和 $C_{b'c}$: 由于集电结工作时处于反向偏置, 故 $r_{b'c}$ 的值很大, 一般在100 k Ω —10M Ω 之间, $C_{b'c}$ 在2-10pF范围内。
- ❖ 受控电流源 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 由于结电容的影响, \dot{i}_c 和 \dot{i}_b 不能保持正比关系, 因而用 $g_m \dot{V}_{b'e}$ 表示受控电流源, 它是受直接加于基极 b' 和发射极之间的电压 $\dot{V}_{b'e}$ 所控制的, g_m 称为互导, 定义为

$$g_m = \left. \frac{\partial \dot{i}_c}{\partial v_{B'E}} \right|_{V_{CE}} = \left. \frac{\Delta \dot{i}_c}{\Delta v_{B'E}} \right|_{V_{CE}}$$

模型中参数的获得

- ❖ 由于高频小信号模型中的元件参数，在很宽的频率范围内与频率无关，所以模型中的电阻参数和互导 g_m 都可以通过低频小信号模型参数得到。

发射结电阻



$$r_{be} = r_{bb'} + r_{b'e}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta_0) \frac{V_T}{I_E}$$

$$g_m \dot{V}_{b'e} = \beta_0 \dot{I}_b \quad \dot{V}_{b'e} = \dot{I}_b r_{b'e}$$

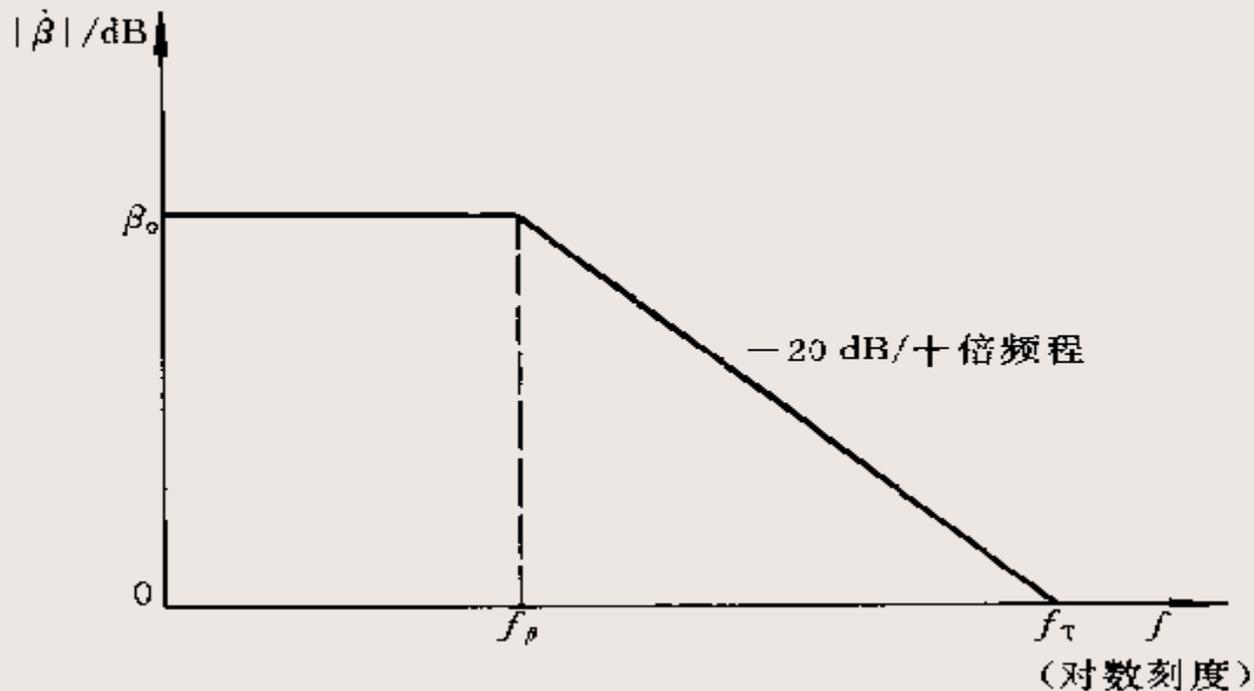
$$g_m = \frac{\beta_0}{r_{b'e}} = \frac{\beta_0}{(1 + \beta_0) \frac{V_T}{I_E}} \approx \frac{I_E}{V_T}$$

$$C_{b'e} = \frac{g_m}{2\pi f_T}$$

BJT的频率参数

❖ 共发射极截止频率 f_{β}

β 有一个转折频率 f_{β} 的频响曲线，其值主要决定于管子的结构。



BJT的频率参数

❖ 特征频率 f_T

当 β 的频响曲线以-20dB/十倍频程的斜率下降，直至增益为0dB时的某一频率 f_T 称为特征频率。

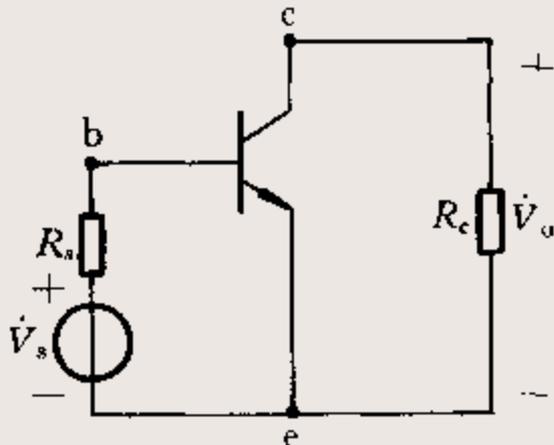
$$\begin{aligned} f_T &= \beta_0 f_\beta \\ &= \frac{g_m}{2\pi(C_{b'e} + C_{b'c})} \approx \frac{g_m}{2\pi C_{b'e}} \end{aligned}$$

密勒电容

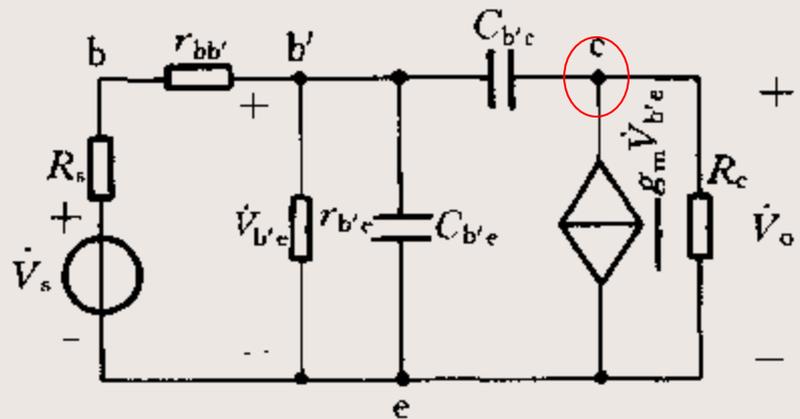
❖ 对于集电极节点，按照KCL得

$$g_m \dot{V}_{b'e} + \frac{\dot{V}_o}{R_c} + \left(\dot{V}_o - \dot{V}_{b'e} \right) j\omega C_{b'c} = 0$$

$$\dot{V}_o \approx -g_m R_c \dot{V}_{b'e} \quad \text{忽略最后一项}$$



(a)



(b)

密勒电容

$$\dot{I}_{C_{b'c}} = \left(\dot{V}_{b'e} - \dot{V}_o \right) j\omega C_{b'c} \quad \dot{V}_o \approx -g_m R_c \dot{V}_{b'e}$$

$$\dot{I}_{C_{b'c}} = (1 + g_m R_c) j\omega C_{b'c} \dot{V}_{b'e}$$

$$\frac{\dot{I}_{C_{b'c}}}{\dot{V}_{b'e}} = j\omega (1 + g_m R_c) C_{b'c}$$

$$C_M = (1 + g_m R_c) C_{b'c} = \left(1 - A_V' \right) C_{b'c}$$

- ❖ C_M 称为密勒电容，由于 $C_{b'c}$ 的存在，相当于在输入端接入一个比 $C_{b'c}$ 大 A_V 倍的电容。

高频响应与上限频率

❖ 将密勒效应图简化，令

$$C = C_{b'e} + C_M \quad R = (R_s + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}$$

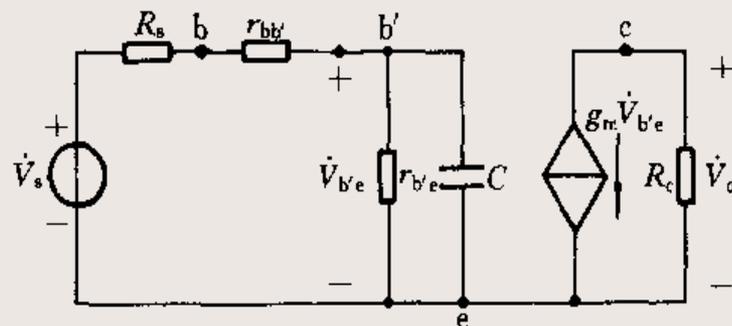
$$\dot{V}_s' = \frac{\dot{V}_s r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$\dot{V}_{b'e}' = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{V}_s' \quad \dot{V}_o = -g_m \dot{V}_{b'e}' R_c$$

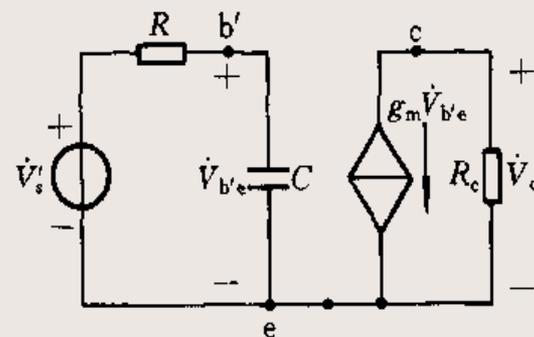
$$A_{vH} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = \frac{-g_m R_c}{1 + j\omega RC} \cdot \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}}$$

$$= \frac{A_{v0}}{1 + j(f/f_H)}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi RC}$$



(a)



(b)

图 3.7.9

(a) 图 3.7.8b 的密勒近似电路 (b) 简化等效电路 73

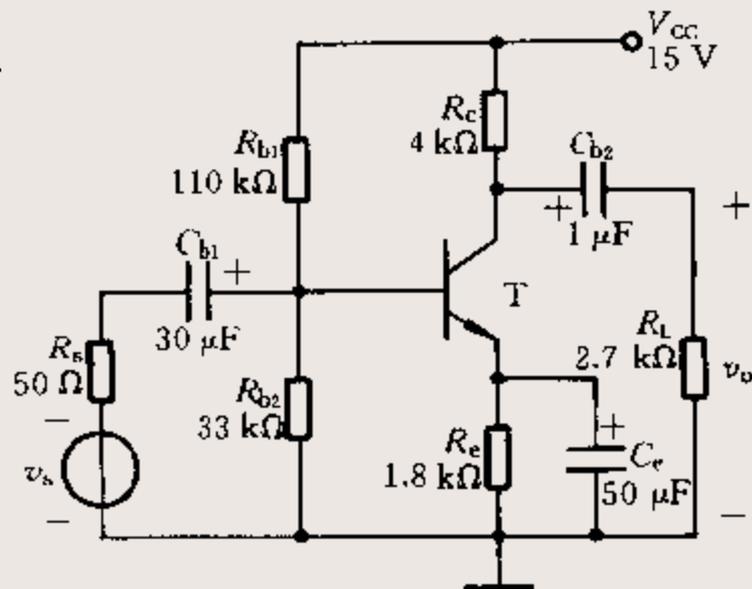
增益-带宽积

- ❖ 低频电压增益与通频带相乘所得的乘积称为增益-带宽积。
- ❖ 当电路参数及BJT都选定后，增益-带宽积是个常数，因此放大电路的低频电压增益与通频带存在矛盾。
- ❖ 要提高低频电压增益，可增加 R_c ，但 R_c 增加后，密勒效应显著，密勒电容的作用将使 \dot{V}_o 随频率增加而急剧减小，引起通频带变窄。

$$\begin{aligned} \left| \dot{A}_{V0} \cdot f_H \right| &= g_m R_c \frac{r_{b'e}}{R_s + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot \frac{1}{2\pi RC} \\ &= \frac{g_m R_c}{2\pi (R_s + r_{bb'}) [C_{b'e} + C_{b'c} (1 + g_m R_c)]} \end{aligned}$$

单级放大电路的低频响应

- ❖ 放大电路的低频响应主要取决于外接的电容器，如隔直(耦合)电容和射极旁路电容。

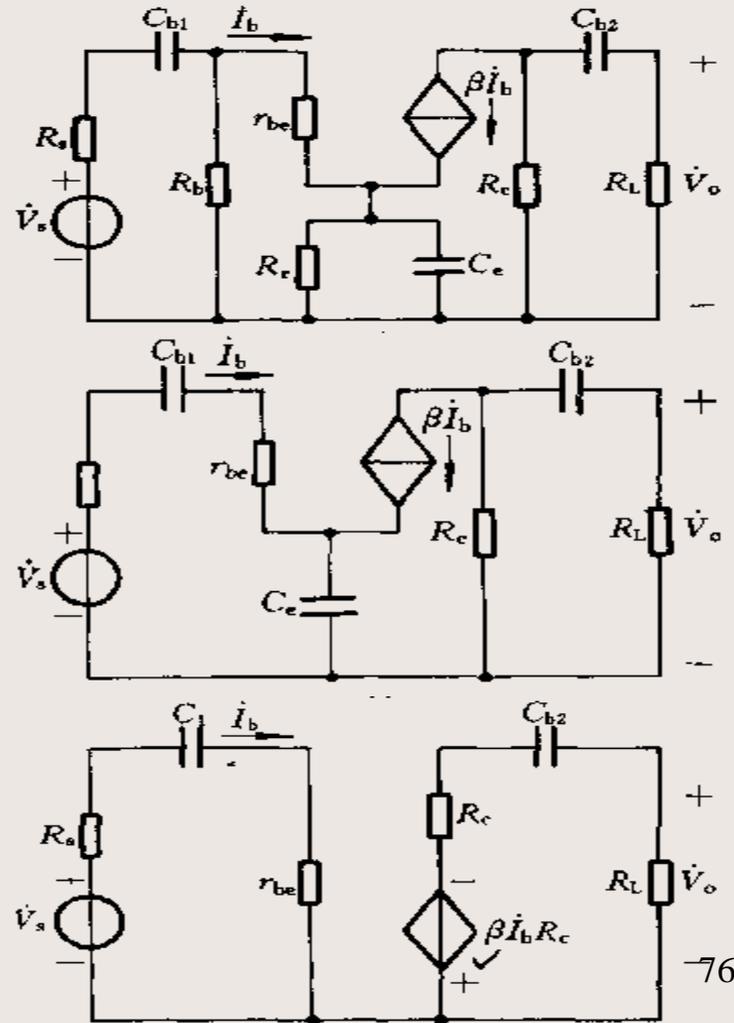


低频等效电路的简化

- ❖ 假设 R_b 远大于放大电路本身的输入阻抗，它的影响可以忽略。
- ❖ 假设 C_e 的值足够大，在信号频率范围内，它的容抗 X_{C_e} 远小于 R_e 的值， R_e 可以除去。
- ❖ 把 C_e 折算到基极电路，折算后的容抗为

$$X_{C_e} = (1 + \beta) \frac{1}{\omega C_e}$$

$$C_e' = \frac{C_e}{1 + \beta}$$



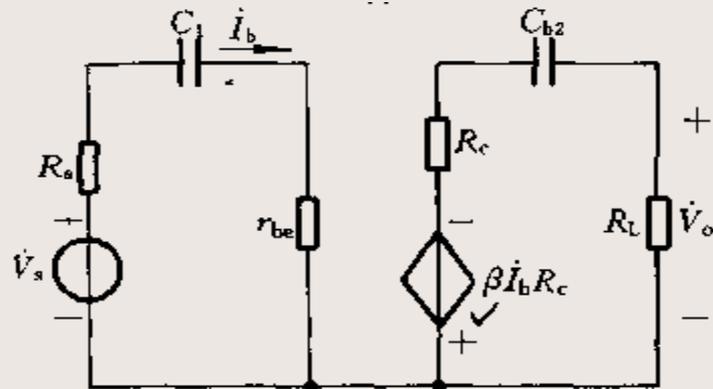
低频等效电路的简化

- ❖ 基极回路中的总电容 C_1 可按
下式计算

$$\frac{1}{C_1} = \frac{1}{C_{b1}} + \frac{1+\beta}{C_e}$$

- ❖ 低频响应及下限频率

输入回路和输出回路都 RC 高通电路相似



$$\dot{A}_{VL} = \frac{\dot{V}_o}{\dot{V}_s} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_1 (R_s + r_{be})} \cdot \frac{1}{1 - j/\omega C_{b2} (R_c + R_L)}$$

$$\dot{A}_{VM} = -\frac{\beta R'_L}{R_s + r_{be}}$$

中频区电压增益

转折频率

$$\frac{\dot{A}_{VL}}{\dot{A}_{VM}} = \frac{1}{[1 - j(f_{L1} / f)][1 - j(f_{L2} / f)]}$$

$$f_{L1} = \frac{1}{2\pi C_1 (R_s + r_{be})}$$

$$f_{L2} = \frac{1}{2\pi C_{b2} (R_c + R_L)}$$

- ❖ RC 耦合单级放大电路低频响应具有两个转折频率 f_{L1} 和 f_{L2} 。如果二者之间的比值在四倍以上，则可取较大的值作为放大电路的下限频率。
- ❖ 由于 C_e 在射极电路里，其电流 I_e 是基极电流 I_b 的 $(1+\beta)$ 倍，它的大小对电压增益的影响较大，因此 C_e 是决定低频响应的主要因素。

作业

习题

4.2.1, 4.3.4, 4.3.9, 4.4.1, 4.7.1

预习第五章